

**UNIVERSIDAD POLITÉCNICA SALESIANA
SEDE QUITO**

CARRERA: INGENIERÍA ELECTRÓNICA

**Trabajo de titulación previo a la obtención del título de:
INGENIEROS ELECTRÓNICOS**

TEMA:

**DESARROLLO DE UN PROTOTIPO DE FILTRO ELECTROSTÁTICO
PARA PARTÍCULAS DE CO₂ EMITIDAS POR AUTOMOTORES A
DIÉSEL**

AUTORES:

CRISTIAN ALEJANDRO MARTÍNEZ MORALES

EDISON RODRIGO RAMOS BASTIDAS

DIRECTOR:

WILLIAM MANUEL MONTALVO LÓPEZ

Quito, Marzo del 2017

DECLARATORIA DE RESPONSABILIDAD Y AUTORIZACION DE USO DEL TRABAJO DE TITULACIÓN

Nosotros, Edison Rodrigo Ramos Bastidas y Cristian Alejandro Martínez Morales con cedula de identidad N° 1720634680 y 1719599829 respectivamente, autores del Proyecto técnico “Desarrollo de un prototipo de filtro electrostático para partículas de CO₂ emitidas por automotores a diésel” autorizamos a la Universidad Politécnica Salesiana la publicación total o parcial de este trabajo de titulación y su reproducción sin fines de lucro.

Además, declaramos que los conceptos, análisis desarrollados y las conclusiones del presente trabajo son de exclusiva responsabilidad de los autores.

Quito, Marzo del 2017



Edison Rodrigo Ramos Bastidas
CI: 1720634680



Cristian Alejandro Martínez Morales
CI: 1719599829

CARTA DE DECLARATORIA DE COAUTORÍA DEL DOCENTE TUTOR

Yo, William Manuel Montalvo López declaro que bajo mi dirección y asesoría fue desarrollado el proyecto técnico “Desarrollo de un prototipo de filtro electrostático para partículas de CO₂ emitidas por automotores a diésel” realizado por Edison Rodrigo Ramos Bastidas y Cristian Alejandro Martínez Morales, obteniendo un producto que cumple con todos los requisitos estipulados por la Universidad Politécnica Salesiana, para ser considerados como trabajo final de titulación.

Quito, Marzo del 2017



William Manuel Montalvo López
CI: 1712789989

DEDICATORIA

A mi padre Manuel Ramos porque con sus consejos me ayudan a tomar las decisiones correctas, a mi madre Victoria Bastidas que siempre está conmigo ayudándome y alentándome para conseguir mis metas, a mis hermanas Katy y Jou quienes con su paciencia y palabras de aliento me ayudan a superarme cada día y finalmente a Jocelin Rojas que con serenidad, amor y tolerancia ante mis acciones me ayuda a salir adelante.

Edison

A mi familia, quienes con su apoyo me motivaron para culminar este meta evitando que me rinda sin haber terminado el objetivo propuesto, a Dios por haberme guiado al camino correcto y evitar que tome el sendero equivocado alejándome de mis metas propuestas desde la infancia.

Cristian

ÍNDICE DE CONTENIDO

INTRODUCCIÓN	1
CAPÍTULO 1	2
1 ANTECEDENTES	2
1.1 TEMA	2
1.2 JUSTIFICACIÓN	2
1.3 DELIMITACIÓN	3
1.3.1 Delimitación espacial.....	3
1.3.2 Delimitación temporal	4
1.3.3 Delimitación académica	4
1.4 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA	4
1.5 OBJETIVOS.....	5
1.5.1 Objetivo general	5
1.5.2 Objetivos específicos	6
1.6 BENEFICIARIOS DE LA PROPUESTA DE INTERVENCIÓN	6
CAPÍTULO 2	7
2 MARCO TEÓRICO	7
2.1 FUENTE DE ALTO VOLTAJE	7
2.1.1 Fuente de voltaje dc	7
2.2 CONVERTIDOR DC-DC.....	8
2.2.1 Convertidor reductor (Buck).....	8
2.2.2 Convertidor elevador (Boost).....	9
2.2.3 Convertidor reductor-elevador (buck-boost).....	9
2.2.4 Convertidor de retroceso (Flyback).....	9
2.2.4.1 <i>Circuito oscilador</i>	10
2.2.4.2 <i>Circuito de conmutación</i>	11
2.2.4.3 <i>Transformador Flyback de televisión</i>	13

2.3	DIÓXIDO DE CARBONO (CO ₂).....	14
2.3.1	Efectos del dióxido de carbono (CO ₂).....	16
2.4	PRECIPITADOR ELECTROSTÁTICO	16
2.4.1	Electrodos emisores	17
2.4.2	Electrodos colectores	17
2.4.3	Propiedades refractarias	18
2.4.4	Acero inoxidable	18
2.4.4.1	<i>Acero negro</i>	18
2.5	MÉTODO DE IONIZACIÓN DE PARTÍCULAS	19
2.5.1	IONIZACIÓN	19
2.5.2	EFECTO CORONA	19
CAPÍTULO 3		21
3	DESARROLLO Y CONSTRUCCIÓN	21
3.1	GENERACIÓN DE ALTO VOLTAJE	21
3.1.1	Diseño del circuito oscilador 555	21
3.1.2	Simulación del circuito oscilador 555	23
3.1.3	Circuito conmutador para la fuente de 12 voltios dc del automotor a diesel	25
3.1.3.1	<i>Transistores como conmutadores</i>	25
3.1.3.2	<i>Condiciones en corte y saturación del transistor Mosfet canal N.</i>	30
3.1.4	Diseño de placa de control	33
3.1.5	Transformador Flyback de televisión	35
3.1.5.1	<i>Parámetros de selección del transformador Flyback de televisión</i>	35
3.2	DISEÑO DEL FILTRO ELECTROSTÁTICO.....	39
3.2.1	Diseño del acople del filtro electrostático con el tubo de escape	42
CAPÍTULO 4		47

4	PRUEBAS Y RESULTADOS	47
4.1	PRUEBAS Y RESULTADOS DEL CONVERTIDOR FLYBACK	47
4.2	PRUEBAS Y RESULTADOS DEL FILTRO ELECTROSTÁTICO ...	49
4.2.1	Análisis del desempeño del filtro electrostático	51
4.2.2	Test de Wilcoxon del resultado en ppm del filtro electrostático.	52
	CONCLUSIONES	54
	RECOMENDACIONES	56
	LISTA DE REFERENCIAS	57
	ANEXOS.....	59

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1 Mapa de ubicación	3
Figura 2.1 Diagrama de bloques de funcionamiento del Filtro Electrostático.....	7
Figura 2.2 Magnitud y dirección constante de una fuente de voltaje DC	8
Figura 2.3 Batería de un automotor	8
Figura 2.4 Diagrama interno del Convertidor Flyback.....	9
Figura 2.5 Diagrama interno de un oscilador LM555 y su encapsulado	11
Figura 2.6 Configuración del circuito integrado en modo astable	11
Figura 2.7 Diagrama interno del transistor BJT y un ejemplo de encapsulado del modelo 2N2222	12
Figura 2.8 Diagrama interno de un transistor mosfet canal n y un ejemplo de encapsulado del modelo IRF540	13
Figura 2.9 Diagrama interno del transformador Flyback de televisor	14
Figura 2.10 Porcentaje de contaminación en el DMQ en el año 2011	15
Figura 2.11 Ionización de partículas efecto corona	17
Figura 2.12 Separación y recolección de partículas mediante el efecto corona....	20
Figura 3.1 Configuración del circuito del integrado LM555 en modo astable	22
Figura 3.2 Simulación del circuito oscilador 555.....	24
Figura 3.3 Señal generada por el circuito oscilador	24
Figura 3.4 Diagrama de transistores BJT y MOSFET como conmutadores.....	25
Figura 3.5 Diagrama de configuración de corte y saturación del transistor BJT ..	26
Figura 3.6 Simulación del diagrama de configuración de corte y saturación del transistor BJT.....	29
Figura 3.7 Señal resultante del estado corte y saturación del transistor BJT	29
Figura 3.8 Simulación del diagrama de configuración de corte y saturación del transistor mosfet	32
Figura 3.9 Señales resultantes del estado corte y saturación de los transistores bjt y mosfet.....	32
Figura 3.10 Circuito oscilador y conmutador.....	33
Figura 3.11 Placa de control en 3D vista de forma frontal	33
Figura 3.12 Pistas del circuito de control observada desde atrás	34
Figura 3.13 Placa de conmutacion de alta frecuencia.....	34
Figura 3.14 Jaula de faraday para proteger el circuito de control	35
Figura 3.15 Diagrama del convertidor Flyback con inductancia magnetizante	36

Figura 3.16 Distancia del efecto corona para la ionización de partículas	39
Figura 3.17 Medidas en centímetros del filtro electrostático realizado en Solidworks 2013	42
Figura 3.18 Automotor a diesel utilizado para el diseño del acople del filtro electrostático con el tubo de escape	43
Figura 3.19 Dimensiones de la parte final del tubo de escape	43
Figura 3.20 Medidas en centímetros del acople del filtro electrostático con el tubo de escape Solidworks 2013	45
Figura 3.21 Partes y medidas reales del filtro electrostático desarrollado para el sistema de escape del automotor	46
Figura 4.1 Valor real de voltaje de entrada del convertidor Flyback	47
Figura 4.2 Valor real de corriente de entrada del convertidor Flyback	48
Figura 4.3 Valor real de voltaje de salida del convertidor Flyback	48
Figura 4.4 Valor real de corriente de salida del convertidor Flyback	49
Figura 4.5 Valor en ppm obtenido con el filtro electrostático apagado	50
Figura 4.6 Valor en ppm con el filtro electrostático encendido	51

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 2.1 Métodos de ionización de partículas con sus respectivos diámetros para ionizar.....	19
Tabla 3.1 Resultados obtenidos de los componentes en modo estable.....	22
Tabla 3.2 Resultado teórico de voltaje de salida del convertidor Flyback.....	39
Tabla 4.1 Resultado de los valores de entrada y salida de voltaje y corriente del convertidor Flyback y longitud del efecto corona	49
Tabla 4.2 Muestras obtenidas en ppm del filtro electrostático apagado y del filtro electrostático encendido para el análisis del test de Wilcoxon	52
Tabla 4.3 Resultado del análisis del Test de Wilcoxon en el desempeño del filtro electrostático	53
Tabla 4.4 Resultado del valor en porcentaje de la disminución de la cantidad de CO ₂ emitida por el automotor a diesel utilizado.....	53

RESUMEN

Un problema frecuente que se presenta en la sociedad es la contaminación generada por automotores a diesel debido a la gran cantidad de dióxido de carbono que se emite a la atmósfera, en los últimos años la concentración de CO₂ se ha incrementado considerablemente provocando el calentamiento del planeta debido al efecto invernadero.

En este trabajo se presenta un método para reducir las emisiones de CO₂, basándose en estudios realizados de precipitadores electrostáticos se ha desarrollado un prototipo de filtro electrostático para ser instalado en el final del sistema de escape de un automotor a diesel con la finalidad de reducir la emisión de dióxido de carbono al medio ambiente.

El propósito del filtro electrostático es la recolección de partículas mediante un proceso de ionización, existen varios métodos para ionizar partículas dependiendo su diámetro pero apoyándose en un estudio realizado anteriormente sobre este tema se optó por el método más eficiente que es el efecto corona, este tiene la característica de separar partículas de un tamaño muy reducido.

Para que se produzca el efecto corona es necesario generar alto voltaje que será conectado a dos electrodos, un emisor o conocido también como electrodo de descarga y un colector que se encargara de recoger las partículas separadas, con un dispositivo que mide las partículas por millón de dióxido de carbono que existen en el aire se demostró que al tener instalado el filtro electrostático en el automotor a diesel se redujo un porcentaje de sus emisiones de CO₂.

ABSTRACT

A common problem that arises in society is the pollution generated by diesel cars because of the large amount of carbon dioxide emitted into the atmosphere, in recent years the concentration of CO₂ has increased considerably causing global warming, a method that is used to reduce environmental impact caused by carbon dioxide are chemical filters but have a drawback with their short shelf life.

In this paper we present a method to reduce CO₂ emissions, based on studies of electrostatic precipitators we developed a prototype electrostatic filter to be installed at the end of the exhaust system of a diesel car with the aim of reducing the emission of carbon dioxide to the environment.

The purpose of the electrostatic filter is the collection of particles through an ionization process, there are several methods to ionize particles depending on their diameter but based on a previous study on this subject we opted for the most efficient method that is the corona effect, this has the characteristic of separating particles of a very small size.

In order to produce the crown effect it is necessary to generate high voltage to be connected to two electrodes, an emitter or also known as a discharge electrode and a collector which collects the separated particles, With a device that measures the particles per million of carbon dioxide that exist in the air, with a device that measures the particles per million of carbon dioxide that exist in the air was demonstrated that to have installed the electrostatic filter in diesel cars was reduced a percentage of their CO₂ emissions.

INTRODUCCIÓN

El diseño y la construcción del filtro electrostático tuvieron como propósito reducir la contaminación generada por la emisión de dióxido de carbono que expulsan los automotores a diesel.

En el Capítulo 1, se detalla todo lo referente al tema, la justificación, las delimitaciones del proyecto, el planteamiento del problema, los objetivos y los beneficiarios de la propuesta de intervención.

En el Capítulo 2, se indica la manera como fue estructurado el proyecto con un diagrama de bloques que muestra el funcionamiento del filtro electrostático así también como sus partes principales, en esta parte del trabajo se muestra de igual manera el marco conceptual de los temas que fueron involucrados en este proyecto.

En el Capítulo 3, se encuentra el desarrollo del proyecto que fue dividido en dos partes principales. La primera parte del proyecto se basó en el diseño de un circuito oscilador conmutador de alta frecuencia y la selección del transformador flyback de televisión para generar alto voltaje con el cual se produce el efecto corona para la ionización de partículas de CO_2 . La segunda parte del proyecto se enfocó en el diseño del filtro electrostático partiendo de la longitud del efecto corona generado por el convertidor flyback y el tamaño y forma del final del tubo de escape del automotor a diesel utilizado.

En el Capítulo 4, se presentan las pruebas realizadas al filtro electrostático y los resultados del mismo al ser instalado en un bus intracantonal de la ciudad de Quito, se analizó el rendimiento del filtro electrostático mediante el Test de Wilcoxon.

En la parte final de este trabajo se encuentran las conclusiones sobre la construcción de un prototipo de filtro electrostático y recomendaciones que deben tomarse en cuenta para futuros proyectos relacionados con el mismo.

CAPÍTULO 1

ANTECEDENTES

En este capítulo se detalla todo lo referente al tema, justificación, delimitaciones, planteamiento del problema, objetivos y beneficiarios de la propuesta de intervención.

1.1 TEMA

Desarrollo de un prototipo de filtro electrostático para partículas de CO₂ emitidas por automotores a diésel.

1.2 JUSTIFICACIÓN

La contaminación en el Ecuador tiene varios causantes, teniendo como fuentes naturales los volcanes que tienen un 15 % de producción de gases que afectan el medio ambiente, el sector industrial tiene un 5 % de impacto ambiental, la generación de energía produce un 4 % de gases dañinos para la atmósfera, pero el sector que más impacto ambiental tiene por emisiones de CO₂ es el parque automotor con un 76 % de responsabilidad debido a que utilizan hidrocarburos que no cumplen las especificaciones técnicas de los fabricantes de motores.

Las emisiones procedentes de los escapes de vehículos contienen monóxido de carbono, dióxido de carbono, hidrocarburos no combustionados y óxido de nitrógeno que son liberados a la atmósfera en importantes cantidades; son los componentes del "smog oxidante fotoquímico". Por esta razón, las zonas urbanas más pobladas son las que sufren la mayor contaminación de este tipo (Guadamud, 2012).

En la actualidad no existen muchas alternativas de filtros electrostáticos en Ecuador para reducir o minimizar el impacto ambiental generado por las partículas de CO₂ emitidas por automotores a diésel. Existen métodos químicos para la reducción de partículas de CO₂ pero el inconveniente con estos es su corto tiempo de vida útil.

Para las personas no es conveniente estar expuesto a grandes cantidades de CO₂ ya que causa alteraciones en la salud a corto y largo plazo. En el medio ambiente

es uno de los gases causantes del calentamiento global (Specialized Information Services, 2016).

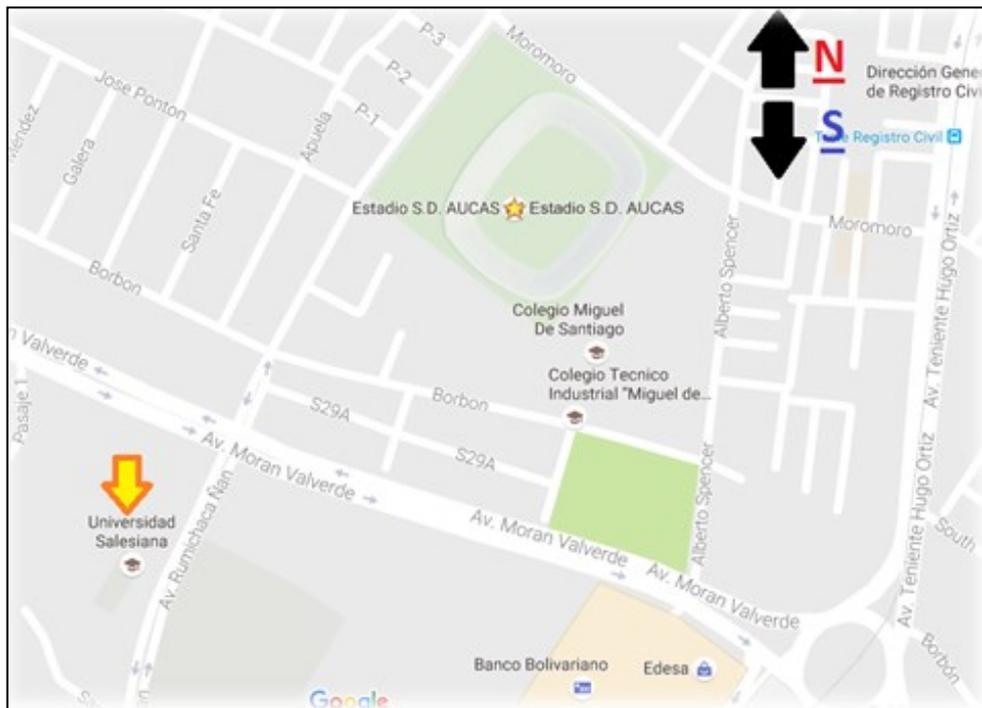
Debido a los índices presentados de emisión de CO₂ se ve conveniente realizar el diseño y la adaptación del filtro electrostático a la salida del sistema de escape de un automotor a diésel como un vehículo de transporte público (bus), adecuándolo a sus dimensiones para la recolección de las partículas reduciendo la contaminación ambiental.

1.3 DELIMITACIÓN

1.3.1 Delimitación espacial

Este proyecto se llevará a cabo en la ciudad de Quito, en la Universidad Politécnica Salesiana, Sede Quito Campus-Sur.

Figura 0.1 Ubicación de la Universidad Politécnica Salesiana Sede Quito Campus-Sur



Fuente: (Google Maps, 2016).

1.3.2 Delimitación temporal

La realización del proyecto de grado tendrá una duración de 6 meses y comenzará a partir de la aprobación del plan de proyecto.

1.3.3 Delimitación académica

Se realizará el diseño de un prototipo de filtro electrostático que pueda ser instalado al final del sistema de escape en automotores a diesel y poder recolectar partículas de CO₂ reduciendo la emisión de este gas al medio ambiente.

La implementación del sistema será utilizando la metodología de ingeniería básica, para mediante definiciones y cálculos poder construir la estructura de protección del filtro con los materiales más óptimos, en donde se recolectara las partículas de CO₂ emitidas por automotores a diesel.

Se estudiará los métodos más comunes para la construcción de filtros electrostáticos y convertidores de energía que puedan ser aplicados en las pruebas y poder recoger datos que en un futuro serán comparados.

1.4 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

El sistema de escape es una de las partes más esenciales de los automóviles ya que cumple con la función de expulsar afuera los gases producto de la combustión gases tóxicos como: dióxido de carbono, óxido nítrico, hidrocarburos y dióxido de azufre, producidos durante la combustión del motor a diésel (Orozco, 2016).

El dióxido de carbono en su forma gaseosa es una sustancia asfixiante, que interrumpe el suministro de oxígeno para respirar, sobre todo en espacios cerrados. La exposición a concentraciones superiores a 10 por ciento de dióxido de carbono puede causar la muerte, pérdida del conocimiento o convulsiones. Además, puede afectar a un feto en formación. En el ámbito ambiental el dióxido de carbono es el principal gas que contribuye al calentamiento global. El 72 por ciento de los gases de efecto invernadero producidos es dióxido de carbono (Specialized Information Services, 2016).

El proyecto está enfocado en la reducción de la cantidad de CO₂ emitida por automotores equipados con motor a diésel, específicamente de Buses de transporte

público del Ecuador. El prototipo se va a instalar en un bus de la marca Volkswagen 17-210 OD con un diámetro en el tubo de escape de aproximadamente 129mm, dimensión que será considerada para pruebas y cálculos requeridos.

El sistema de escape de los vehículos consta de los siguientes elementos:

1. Válvulas de escape.
2. Múltiple de escape.
3. Sensores de oxígeno.
4. Convertidor catalítico/filtro de partículas
5. Silenciador.
6. Resonador.
7. Tubo de cola o salida (Orozco, 2016).

Estos componentes en especial el número 4 tienen como función reducir las emisiones de gases contaminantes, partiendo de un estudio de factibilidad de ionización de partículas de CO₂ realizado por estudiantes de la Universidad Politécnica Salesiana, se diseñará e implementará un filtro electrostático para la reducción de partículas de dióxido de carbono, el mismo que será instalado al final del sistema de escape del vehículo de pruebas.

Es importante recalcar que para realizar las pruebas del prototipo no se realizará un análisis químico si no una medición de gases en condiciones estáticas similares a las realizadas por la CORPAIRE, cuando se efectúa la medición de gases en esta entidad del estado se coloca en la parte final del sistema de escape un opacímetro el cual indica el nivel de dióxido de carbono, óxido nítrico, monóxido de carbono, hidrocarburos y partículas de hollín MP (Normalización, 2003).

1.5 OBJETIVOS

1.5.1 Objetivo general

- Desarrollar un prototipo de un filtro electrostático mediante un método de ionización para la recolección de partículas de CO₂ emitidas por Automotores a Diésel.

1.5.2 Objetivos específicos

- Diseñar un convertidor de energía que satisfaga las condiciones eléctricas de funcionamiento del filtro electrostático, tomando como fuente de energía eléctrica la batería del vehículo.
- Diseñar la estructura de protección del filtro electrostático para instalarlo al final del sistema de escape en un automotor a diésel, considerando las medidas del sistema de fábrica.
- Implementar el sistema de control electrónico para ionizar las partículas de CO₂ que retendrá el filtro electrostático.
- Analizar el rendimiento del filtro electrostático para realizar una comparación con los dispositivos instalados en el vehículo mediante el uso de un opacímetro.

1.6 BENEFICIARIOS DE LA PROPUESTA DE INTERVENCIÓN

Este proyecto beneficiara a la comunidad ecuatoriana en general. Mediante la disminución del porcentaje de CO₂ emitido al ambiente por Automotores a Diésel.

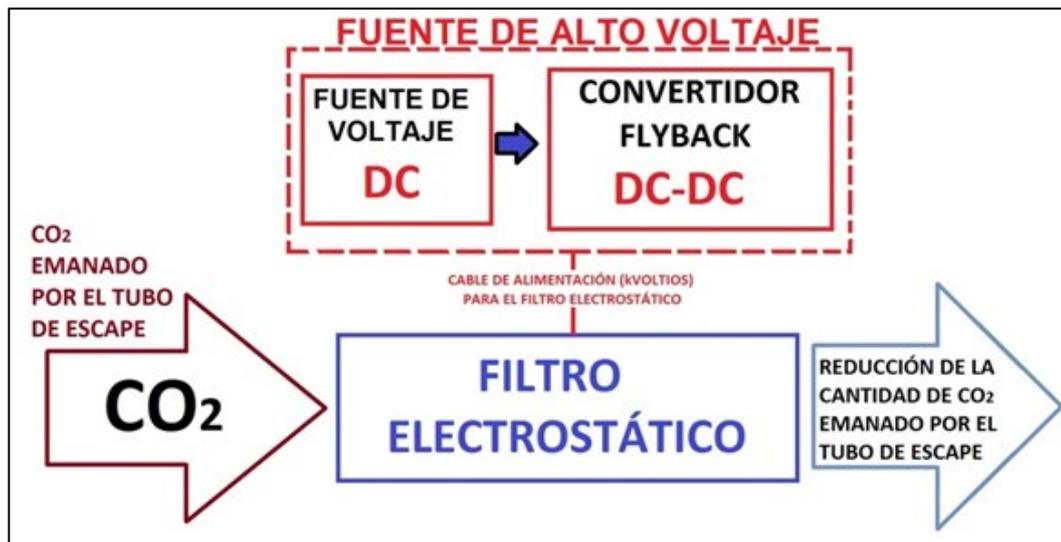
CAPÍTULO 2

MARCO TEÓRICO

En este capítulo se hace una breve descripción sobre los conceptos básicos de los componentes con ayuda de textos especializados, para poder proporcionar una idea más clara sobre el diseño del proyecto.

La Figura 2.1 muestra un diagrama de bloques de los elementos que van a comprender el proyecto. Posteriormente se detalla la teoría de cada uno de ellos enfocándose en las partes principales.

Figura 2.1 Diagrama de bloques de funcionamiento del Filtro Electrostático



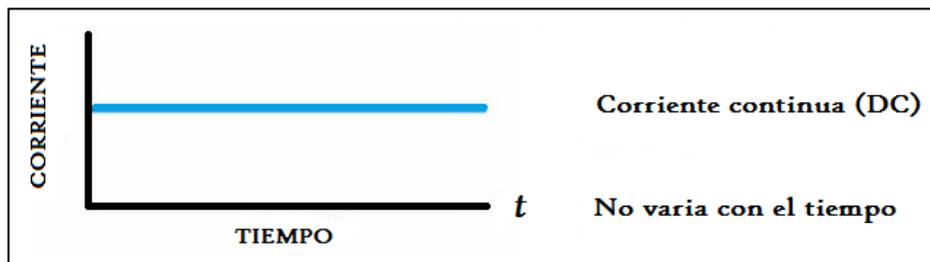
2.1 FUENTE DE ALTO VOLTAJE

2.1.1 Fuente de voltaje dc

Una fuente de voltaje DC no cambia su magnitud ni su dirección con el tiempo (Rashid., 2011).

En la Figura 2.2 se observa una señal continua en la cual el flujo de corriente eléctrica que atraviesa por un material conductor no cambia de dirección con el transcurso del tiempo.

Figura 2.2 Magnitud y dirección constante de una fuente de voltaje DC



Fuente: (Blog Electrontools, 2016).

En la Figura 2.3 se muestra un ejemplo de fuente de voltaje DC como es la batería que usan la mayoría de automotores, las cuales por lo general vienen en valores de 12 a 24 voltios.

Figura 2.3 Batería de un automotor



Fuente: (Autos y transportes, 2009).

2.2 CONVERTIDOR DC-DC

Los convertidores DC-DC como su nombre lo indican transforman un valor de voltaje de entrada DC a otro valor de voltaje de salida DC, incrementando o reduciendo el mismo dependiendo de la aplicación a ser utilizada (Rashid., 2011).

Existen varios tipos de convertidores DC-DC entre algunos de ellos se tiene los siguientes:

2.2.1 Convertidor reductor (Buck)

El convertidor reductor (Buck) convierte un voltaje de entrada DC en un voltaje de salida DC menor a la de su entrada (Nogueiras, 2009).

2.2.2 Convertidor elevador (Boost)

El convertidor elevador (Boost) convierte un voltaje de entrada DC en un voltaje de salida DC mayor a la de su entrada (Nogueiras, 2009).

2.2.3 Convertidor reductor-elevador (buck-boost)

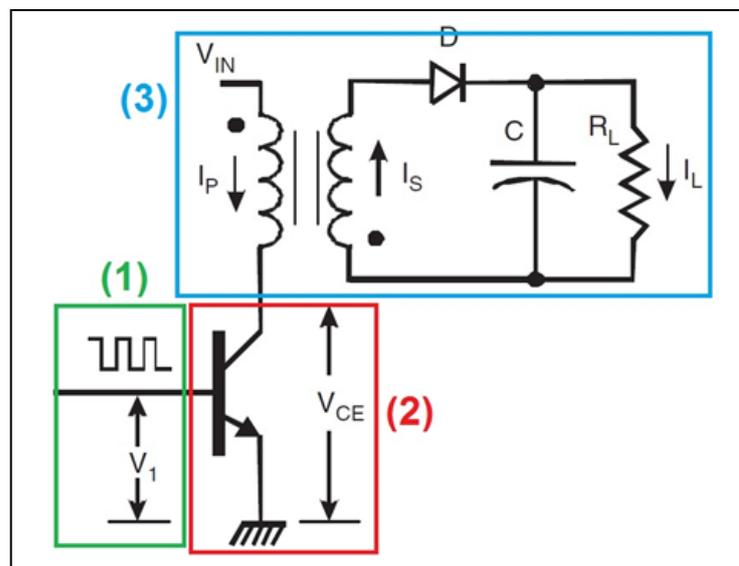
El convertidor reductor-elevador (buck-boost) convierte un voltaje de entrada DC en un voltaje de salida mayor o menor en función del ciclo de trabajo del circuito de conmutación (Nogueiras, 2009).

2.2.4 Convertidor de retroceso (Flyback)

El convertidor flyback es un derivado del convertidor reductor-elevador (buck-boost), convierte un voltaje de entrada DC en un voltaje de salida DC mayor o menor en función de la relación de espiras del transformador y del ciclo de trabajo del circuito oscilador, generalmente es utilizado para aplicaciones de generación de altos voltajes comprendidos en el rango de los kilovoltios (Nogueiras, 2009).

A diferencia de los anteriores convertidores, El convertidor (flyback) cambia la bobina utilizada anteriormente en los convertidores Buck, Boost y Buck-Boost por un transformador con núcleo de ferrita de alta frecuencia lo cual le brinda un aislamiento galvánico, la Figura 2.4 muestra el diagrama del circuito electrónico que utiliza el convertidor flyback con un transformador en lugar del inductor. (Rashid., 2011).

Figura 2.4 Diagrama interno del Convertidor flyback



Fuente: (Rashid., 2011).

Las partes principales de un convertidor flyback están enumeradas en la Figura 5 en la cual se tiene:

- Circuito Oscilador (1)
- Circuito Conmutador (2)
- Transformador flyback (3)

A continuación se presenta una breve descripción de los elementos que comprende el convertidor flyback.

2.2.4.1 Circuito oscilador

Un circuito oscilador es un dispositivo que genera una señal periódica sin tener ninguna entrada periódica, es capaz de convertir la energía de corriente continua en corriente alterna a una determinada frecuencia con un ciclo de trabajo variable (Rashid., 2011).

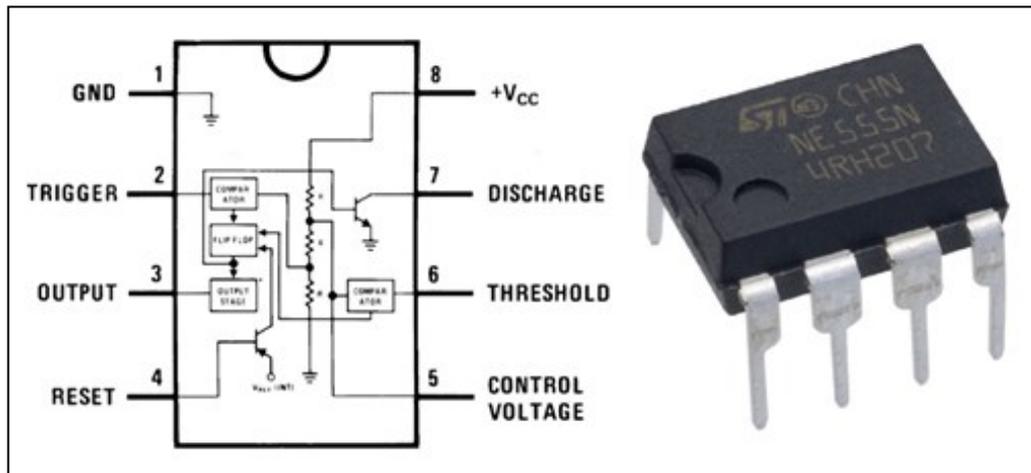
Uno de los osciladores más populares en el mercado es el circuito integrado LM 555.

- **Circuito integrado LM555**

El dispositivo 555 es un circuito integrado astable cuya función primordial es la de producir pulsos de temporización con una gran precisión, puede funcionar como oscilador. En modo de funcionamiento astable el oscilador 555 puede controlar la frecuencia y el ciclo de trabajo de la señal a generar (D., 1993).

En la Figura 2.5 se muestra el diagrama interno de un oscilador 555, sus pines de conexión y su encapsulado, al estar configurado en su modalidad astable permite modificar su frecuencia y ciclo de trabajo mediante resistencias y condensadores externos.

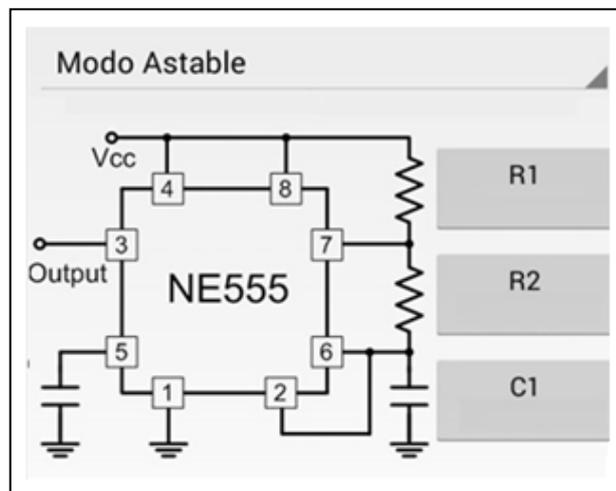
Figura 2.5 Diagrama interno de un oscilador LM555 y su encapsulado



Fuente: (D., 1993).

La Figura 2.6 muestra un ejemplo de la configuración del oscilador LM555 en modo astable, en este modo de operación se obtiene una señal a la salida de forma cuadrada o rectangular, con los elementos adecuados se obtiene una frecuencia alta y más de la mitad de periodo activado.

Figura 2.6 Configuración del circuito integrado en modo astable



2.2.4.2 Circuito de conmutación

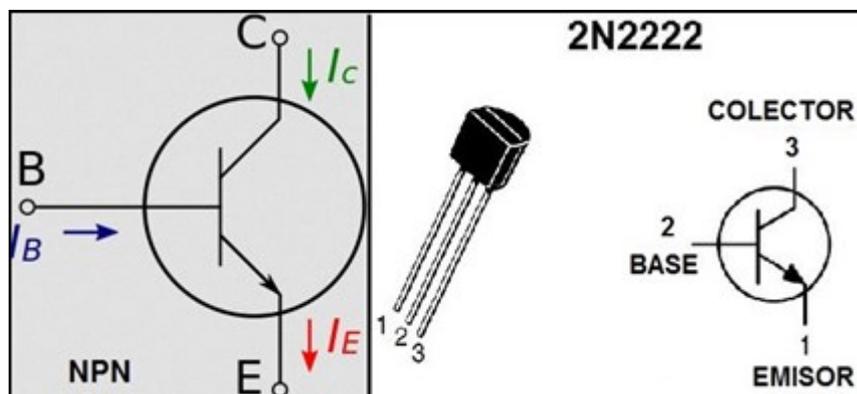
Los circuitos de conmutación se basan en interruptores que permiten o no la circulación de una corriente eléctrica, estos interruptores pueden ser manuales, electro-mecánicos o electrónicos. En el caso de los interruptores electrónicos se tiene a los transistores como principal elemento de conmutación (Martinez, 2009), los cuales trabajan en corte y saturación.

- **Corte y saturación de transistores BJT NPN.**

Cuando no existe una corriente por el terminal base, no hay electrones que puedan pasar y energizar a los otros terminales, entonces se dice que el transistor está en corte, es como si se tratara de un interruptor abierto (Rashid., 2011).

En la Figura 2.7 se puede observar los pines de conexión y el encapsulado de un transistor BJT NPN, este dispositivo será el encargado de abrir o cerrar el circuito simulando a un interruptor.

Figura 2.7 Diagrama interno del transistor BJT y un ejemplo de encapsulado del modelo 2N2222



Fuente: (Martinez, 2009).

Se dice que el transistor está en saturación cuando la corriente en la terminal base es muy alta, permitiendo la circulación de corriente entre el colector y el emisor, el transistor se comportara como si fuera un interruptor cerrado.

El transistor trabaja en conmutación cuando puede pasar de corte a saturación y viceversa (Rashid., 2011).

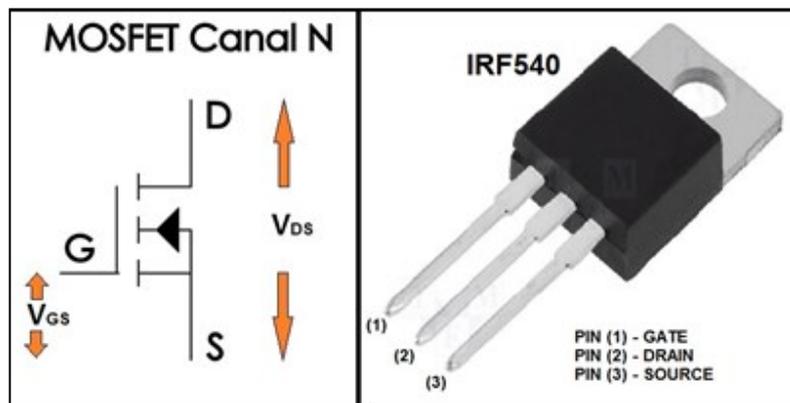
- **Corte y saturación de transistores mosfet canal N**

El transistor mosfet está en corte, cuando el voltaje de gate-source (VGS) es menor al voltaje V_t el cual es el voltaje de umbral del transistor, el valor de voltaje umbral viene dado por la hoja de especificaciones de cada transistor mosfet. En estas condiciones el transistor mosfet equivale eléctricamente a un circuito abierto, en esta región el dispositivo se encuentra apagado. No hay conducción entre drenador y surtidor de modo que el mosfet se comporta como un interruptor abierto (Garcia , 2012).

El transistor mosfet está en saturación, cuando la tensión entre el drain y el source (V_{DS}) es mayor al voltaje t (V_t) el cual es el voltaje de umbral del transistor. En estas condiciones el transistor mosfet mantiene constante su corriente drain (I_D), independientemente del valor de voltaje que exista entre el drain y el Source (V_{DS}). Por lo tanto, el transistor equivale a un generador de corriente continua de valor I_D , comportándose el mosfet como un interruptor cerrado (Garcia , 2012).

En la Figura 2.8 se observa el esquema de los pines y el encapsulado de un mosfet de canal N, el cual es utilizado para la conmutación resistiva para altas frecuencias.

Figura 2.8 Diagrama interno de un transistor MOSFET canal n y un ejemplo de encapsulado del modelo IRF540



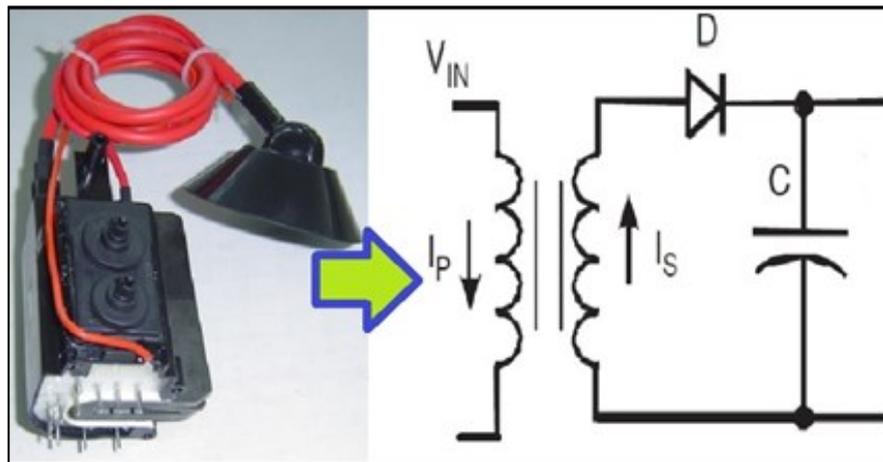
Fuente: (Garcia , 2012).

2.2.4.3 Transformador Flyback de televisión

Un transformador flyback de televisión requiere una señal de entrada a una alta frecuencia, el rango de frecuencia a utilizar en este dispositivo va desde 5kHz a 50 kHz, el ciclo de trabajo es de 50% a 75% para este tipo de transformadores, los altos voltajes a generar dependen principalmente de la fuente de alimentación, frecuencia y del tamaño del transformador flyback de televisión (Prutchi David, 2012).

La Figura 2.9 muestra un ejemplo de transformador flyback de televisión, el cual está encargado de producir un alto voltaje necesario para generar el efecto corona. Este de tipo de transformador flyback ya tiene incorporado en su interior un capacitor de alto voltaje y un diodo rectificador de alto voltaje.

Figura 2.9 Diagrama interno del transformador flyback de televisor



Fuente: (Prutchi David, 2012).

Basándose en el “ESTUDIO DE FACTIBILIDAD DE LA IONIZACIÓN DE PARTÍCULAS DE CO₂ EMITIDAS POR AUTOMOTORES A DIÉSEL, PARA SU EMPLEO EN EL DESARROLLO DE FILTROS ELECTROESTÁTICOS”. Realizada por VÍCTOR ALFONSO CHILQUINGA TORO y JUAN GABRIEL RAMÓN CHÁVEZ de la UNIVERSIDAD POLITÉCNICA SALESIANA, se utilizara un Convertidor flyback para alimentar el filtro electrostático, para generar voltajes comprendidos en el rango de los kilovoltios y con ello generar el efecto corona el cual es el método de ionización para la recolección de partícula de CO₂ recomendado por dicho estudio.

2.3 DIÓXIDO DE CARBONO (CO₂)

Es una sustancia cuyo estado natural es gaseoso y sus moléculas están compuestas por dos átomos de oxígeno y uno de carbono, el dióxido de carbono es un gas incoloro, inodoro y con un ligero sabor ácido, aproximadamente 1,5 veces más denso que el Aire.

Las investigaciones científicas indican que, aparentemente, la cantidad de CO₂ atmosférico había permanecido estable durante siglos, en unas 260 ppm (partes por millón). En los últimos 100 años el CO₂ en la atmósfera ha ascendido a 350 ppm a causa del uso indiscriminado de los combustibles fósiles (carbón, petróleo y sus derivados). Lo significativo de este cambio es que pudiera provocar un aumento de la temperatura de la Tierra a través del proceso conocido como efecto invernadero (Valle Gonzalez, 2013).

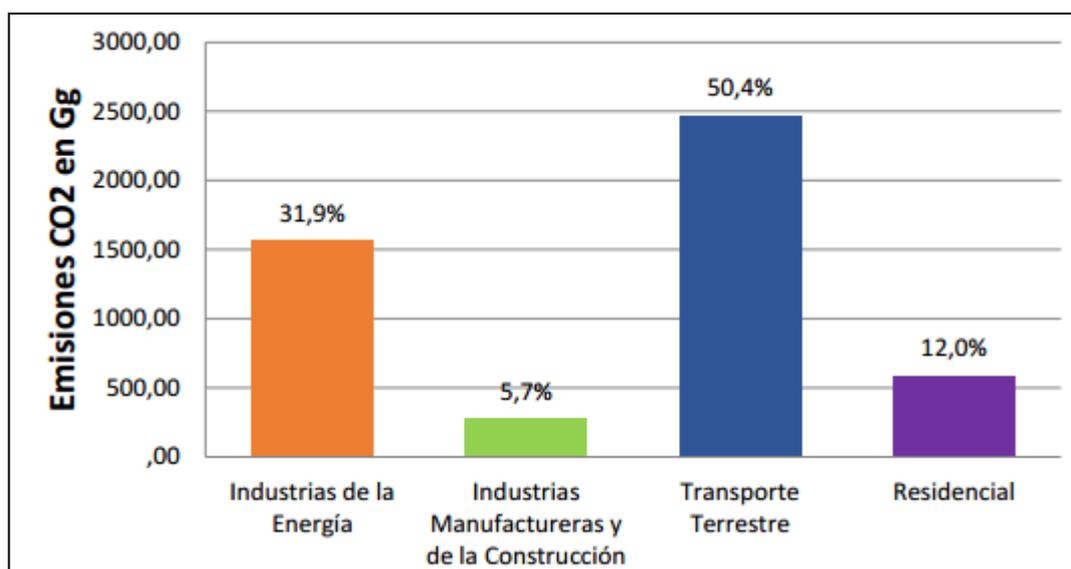
El efecto invernadero es un fenómeno natural que mantiene la tierra a una temperatura adecuada para soportar la vida, este efecto es causado por los gases de efecto invernadero; dióxido de carbono, metano, oxido, entre otros.

Estos gases se encuentran en la atmósfera y retienen parte de la radiación solar que entra y genera calor dentro del planeta, pero debido al aumento de las concentraciones de estos gases en la atmosfera se ha producido el fenómeno conocido como calentamiento global.

El dióxido de carbono (CO₂) es el gas de efecto invernadero más importante debido a que sus emisiones anuales aumentaron en un 80% entre 1970 y 2004, la Figura 2.10 muestra un diagrama de barras que indica el porcentaje de contaminación de CO₂ generado por el transporte terrestre en el año 2011 en la ciudad de Quito, apuntando a este sector como el más contaminante en comparación con otros sectores (Baca, 2014).

En la Figura 2.10 se observa el porcentaje de contaminación del aire ocasionado por varios sectores, teniendo al sector automotriz como el principal causante de contaminación seguido por el sector industrial.

Figura 2.10 Porcentaje de contaminación en el DMQ en el año 2011



Fuente: (Baca, 2014)

2.3.1 Efectos del dióxido de carbono (CO₂)

Los contaminantes producidos por la combustión del carbón actúan sobre el sistema respiratorio causando una variedad de efectos adversos sobre la salud (asfixia), dañan el sistema cardiovascular y afecta al sistema nervioso (Lockwood).

2.4 PRECIPITADOR ELECTROSTÁTICO

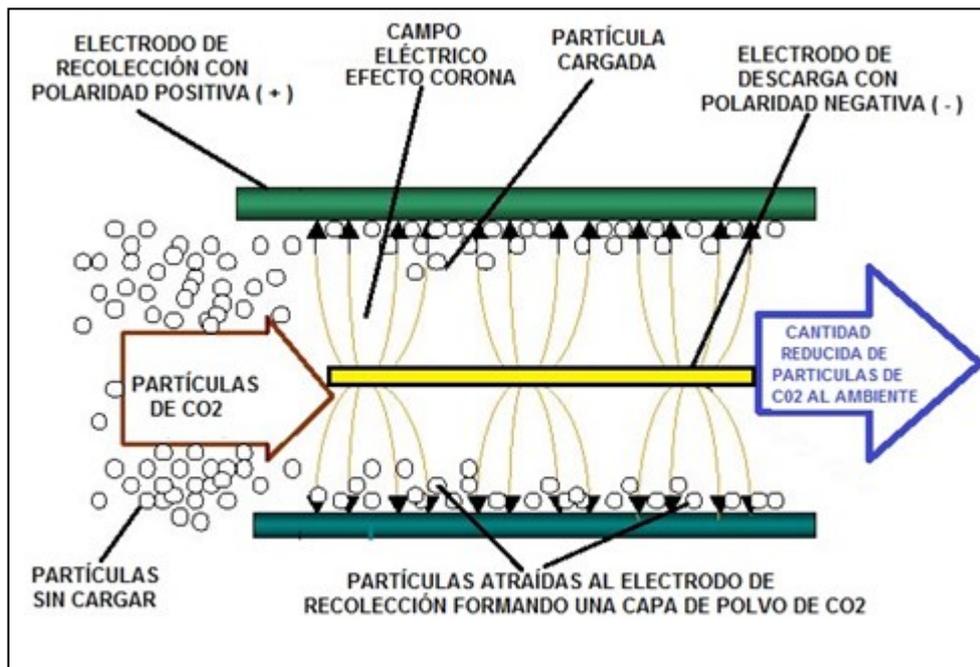
Los precipitadores electrostáticos o electro filtros son equipos captadores de partículas sólidas o líquidas que utilizan las fuerzas electrostáticas para separarlas de una corriente de gas, quedando retenidas en una placa colectora. Permiten separar partículas de un tamaño muy reducido, siendo los que más eficacia tienen (Cremades, 2012).

El precipitador electrostático es característico de las Centrales Térmicas que utilizan carbón como combustible, la función del precipitador electrostático o electro filtro, consiste en la retención de las partículas en suspensión que existen en los gases resultantes de la combustión, para evitar que estas partículas salgan con los gases a la atmósfera.

Estas partículas en suspensión existentes en los gases y separadas de los mismos en el electrofiltro se conocen como cenizas volantes. El precipitador electrostático se basa en el principio de ionización, es decir, en el hecho de que en el interior de un campo eléctrico las partículas de ceniza se cargan eléctricamente.

Para ello, los gases se hacen pasar por el interior de una cámara donde se crea un campo electrostático establecido entre los electrodos emisores o de descarga (negativos) y los electrodos colectores o placas (positivos), conectados a tierra. Los gases al pasar por los electrodos emisores se cargan negativamente gracias al principio de ionización y al pasar por los electrodos colectores son atraídos debido a su distinta carga eléctrica, la Figura 2.11 muestra el proceso de ionización de partículas disociando las moléculas de dióxido de carbono obteniendo un gas menos contaminante. El máximo campo electrostático se genera en la proximidad de los electrodos de descarga o emisores, ionizando a las partículas de ceniza.

Figura 2.11 Ionización de partículas efecto corona



Fuente: (Fernández, 2011)

Las partículas de ceniza acumuladas sobre las superficies de las placas colectoras son periódicamente desprendidas de ellas mediante un sistema de limpieza.

2.4.1 Electrodo emisores

Los electrodos de descarga o emisores de diversas formas se aplican de acuerdo con las propiedades físicas de los gases que haya que limpiarse.

La ventaja de este tipo de electrodos de descarga en barra es que si se compara con los alambres, cintas o filamentos está en la mejora de la capacidad de vibración. Por otra parte, esta forma no ofrece a las partículas tantas posibilidades de amontonamiento, por lo que la limpieza de los electrodos de descarga es segura (Fernández, 2011).

2.4.2 Electrodo colectores

Las placas colectoras se construyen normalmente en chapas metálicas laminadas y son las encargadas de recoger los electrones o iones, su sección se diseña de modo que produzca una gran estabilidad y un buen comportamiento vibratorio.

Estas propiedades se consiguen mediante múltiples repliegues practicados en el centro del electrodo y mediante ranuras en los lados a lo largo del mismo, estando abiertas hacia un solo lado. Además estas ranuras actúan como defensas del flujo,

evitando que las partículas ya separadas vuelvan a entrar en el flujo de gases (Fernández, 2011).

2.4.3 Propiedades refractarias

Los materiales refractarios son los grandes desconocidos, no sólo para el público en general sino incluso en los medios industriales, en los estudios que se imparten en las carreras técnicas, ahora se observa que sí se tiene en cuenta que los materiales refractarios son de una importancia vital para muchísimos procesos industriales, sin los cuales una gran parte de la industria quedaría paralizada (Tellería, 2003).

Se conoce como material refractario a aquellos materiales cuyas propiedades permiten que pueda soportar temperaturas muy elevadas, sin embargo estos deben de soportar una temperatura específica sin sufrir ningún tipo de deterioro en sus condiciones internas, como por ejemplo la corrosión. Esta condición permite que los materiales refractarios sean utilizados en todos los hornos de fabricación, ya sea en las refinerías, industria química, metalurgia, industrias de vidrio y cerámica (Arqhys Arquitectura , 2012).

2.4.4 Acero inoxidable

Es la aleación de hierro con un contenido de cromo mayor al 10,5 % y de carbono menor al 1,2 % necesario para asegurar una capa protectora superficial que proporcione la resistencia a la corrosión (Euroinox, 2005).

Uno de los tipos de acero que se emplea en ambientes industriales es el acero negro.

2.4.4.1 Acero negro

El acero negro se utiliza para hacer referencia a la tubería de acero que tiene una capa de óxido negro en la superficie. Esta capa de óxido negro se forma cuando el tubo es forjado y típicamente sellado con un aceite protector para evitar la corrosión (Baer).

2.5 MÉTODO DE IONIZACIÓN DE PARTÍCULAS

2.5.1 IONIZACIÓN

El proceso de ionización se da cuando un electrón recibe la energía suficientemente grande para elevarlo a una órbita infinitamente grande para remover el electrón del campo eléctrico del núcleo, obteniendo una disociación de la molécula cargada eléctricamente con iones (Azorín Nieto, 2007).

Existen varios métodos para la ionización de partículas como por ejemplo:

- Difusión
- Efecto campo
- Difusión y efecto campo
- Espacial
- Efecto corona

Basándose en estudios anteriores sobre filtros electrostáticos, el mejor método para la ionización es el de efecto corona debido al tamaño de la partícula a ser ionizada como se muestra en la Tabla 2.1 (Chiliquinga Toro V. A., 2016).

Tabla 2.1 Métodos de ionización de partículas con sus respectivos diámetros para ionizar

Método	Tamaño de partículas ionizadas. [um]	Tamaño de partícula de CO ₂ . [um]
1. Difusión	< 0.2	0.5
2. Campo	> 1	0.5
3. Corona	0.2 - 1	0.5

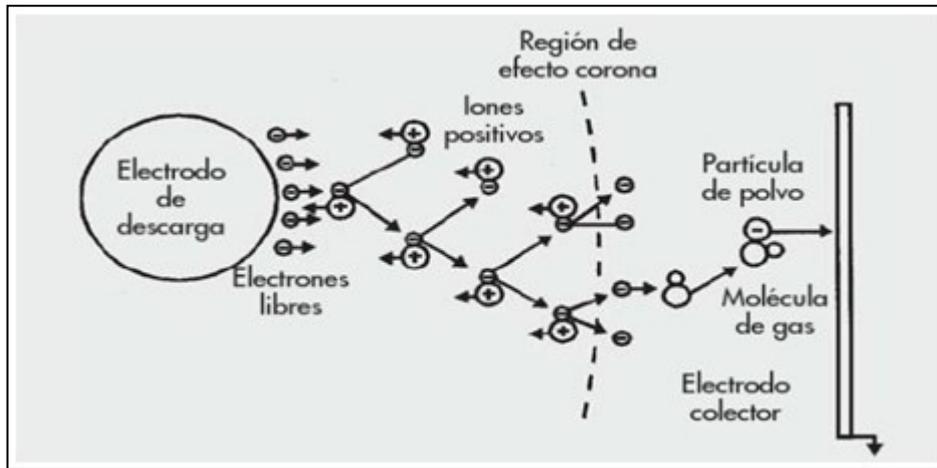
Fuente: (Chiliquinga Toro V. A., 2016).

2.5.2 EFECTO CORONA

En condiciones normales los gases tienen carga eléctrica neutra, constituyendo un medio no conductor o un dieléctrico. Los gases se ionizan por acción de agentes externos como la temperatura o el choque de partículas libres, cualquier gas que esté sometido a cualquiera de estos agentes tienen cierta cantidad de electrones e iones libres. El efecto corona es debido a la ionización del aire alrededor del electrodo emisor, el campo eléctrico intenso que existe en esta zona acelera los electrones libres, estos adquieren una energía cinética tan grande que al chocar

con las moléculas de gas, las ionizan, al arrancar electrones de las capas externas convirtiéndolas en iones positivos y generando electrones libres, la Figura 2.12 muestra cómo se produce el efecto corona permitiendo recolectar las partículas separadas de las moléculas de CO₂ (Cremades, 2012).

Figura 2.12 Separación y recolección de partículas mediante el efecto corona



Fuente: (Cremades, 2012)

CAPÍTULO 3

DESARROLLO Y CONSTRUCCIÓN

En el presente capítulo se presenta la construcción del filtro electrostático y la elaboración de una fuente de alto voltaje, con los componentes mencionados en el Capítulo 2 se obtendrá alto voltaje mediante el cual se producirá un efecto llamado corona, que tiene la característica de separar partículas, con la finalidad de reducir las moléculas de dióxido de carbono emitido por los automotores a diesel.

Para la elaboración del proyecto se dividió en dos partes principales:

- Generación de alto voltaje.
- Construcción del filtro electrostático.

3.1 GENERACIÓN DE ALTO VOLTAJE

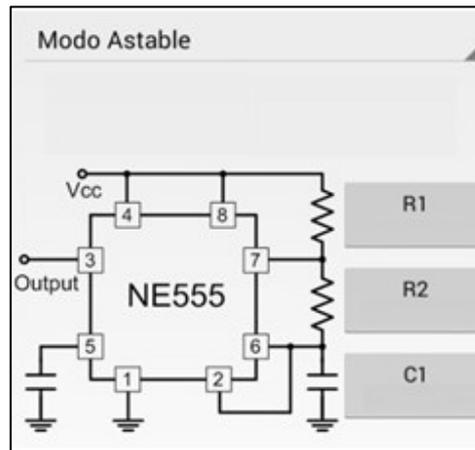
La fuente de alimentación es de 12 voltios, la cual es suministrada por el automotor a diesel, dicho valor de voltaje será conmutado a una frecuencia y ciclo de trabajo generado por el circuito oscilador 555, la señal resultante de conmutación será la encargada de alimentar al primario del transformador flyback.

Se utilizó un regulador de voltaje de numeración 7805 para obtener 5 voltios, los que son utilizados para alimentar el circuito oscilador 555 y el circuito de configuración de corte y saturación del transistor BJT.

3.1.1 Diseño del circuito oscilador 555

Para diseñar un circuito oscilador a una frecuencia variable de 5kHz hasta 40kHz y un ciclo de trabajo que este dentro de 50% al 75% con el circuito integrado LM555, se realizó la configuración en modo astable del circuito integrado como lo muestra la Figura 3.1.

Figura 3.1 Configuración del circuito del integrado LM555 en modo astable



Para realizar los cálculos y obtener el valor de las resistencias (R1, R2) y del capacitor (C) se utilizó la Ecuación 3.1 de la frecuencia de oscilación y la Ecuación 3.2 del ciclo de trabajo, obtenidas del texto de Floyd (Floyd, 2008) del circuito integrado LM555 que se muestran a continuación.

$$f = \frac{1.44}{(R1+(2*R2))C} \quad \text{Ec. (3.1)}$$

$$D = \frac{R2}{R1+(2*R2)} * 100 \quad \text{Ec. (3.2)}$$

Utilizando las ecuaciones 3.1 y 3.2, en la Tabla 3.1 se muestra los resultados obtenidos de los componentes para una frecuencia de 40kHz a 5kHz y con un ciclo de trabajo que se encuentra dentro del rango establecido.

Tabla 3.1 Resultados obtenidos de los componentes en modo astable

R1	R2	C	f	D
1.6 kΩ	1 kΩ	10 nF	40.07 kHz	72.21 %
1.6 kΩ	3 kΩ	10 nF	18.98 kHz	60.52 %
1.6 kΩ	5 kΩ	10 nF	12.43 KHz	56.89 %
1.6 kΩ	7 kΩ	10 nF	9.24 kHz	55.12 %
1.6 kΩ	9 kΩ	10 nF	7.36 kHz	54.08 %
1.6 kΩ	11 kΩ	10 nF	6.11 kHz	53.39 %
1.6 kΩ	13 kΩ	10 nF	5.23 kHz	52.81 %
1.6 kΩ	15 kΩ	10 nF	4.87 kHz	52.34 %

Para realizar el dimensionamiento de la potencia a utilizar en las resistencias R1 y R2 se basó en sus máximos valores de voltaje y corriente de operación del circuito integrado 555, estos valores se pueden ver en el Anexo 1. Con la Ecuación 3.3 se puede calcular dicha potencia.

$$P = V * I \quad \text{Ec. (3.3)}$$

Dónde:

P = Potencia eléctrica.

V = Voltaje de operación del circuito integrado 555.

I = Corriente de operación del circuito integrado 555.

Conociendo el valor de potencia máxima a disipar del circuito integrado 555 se optó por utilizar resistencias con potencia estandarizada de ¼ de Watio.

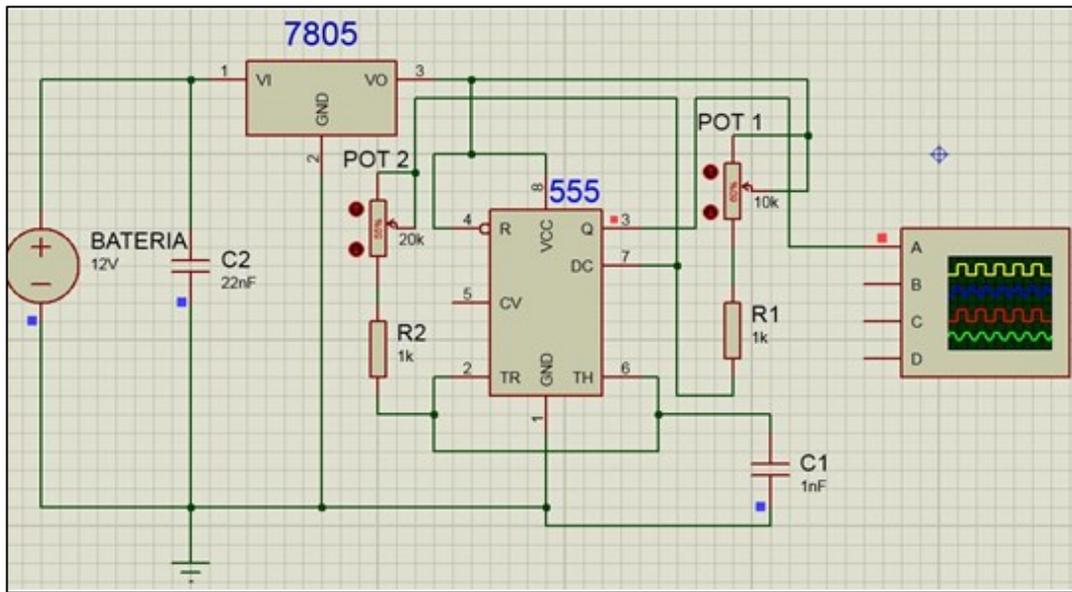
Los valores obtenidos de los componentes se resumen de la siguiente manera:

- **R1** = 1.6 k Ω (para obtener este valor se utilizó un potenciómetro de 10k Ω con una resistencia de 1k Ω en serie como lo recomienda el datasheet (ver Anexo 1) del circuito integrado LM555).
- **R2** = 1 – 15k Ω (para obtener esos valores se utilizó un potenciómetro de 20k Ω con una resistencia de 1k Ω en serie como lo recomienda el datasheet (ver Anexo 1) del circuito integrado LM555).
- **C1** = 10nF

3.1.2 Simulación del circuito oscilador 555

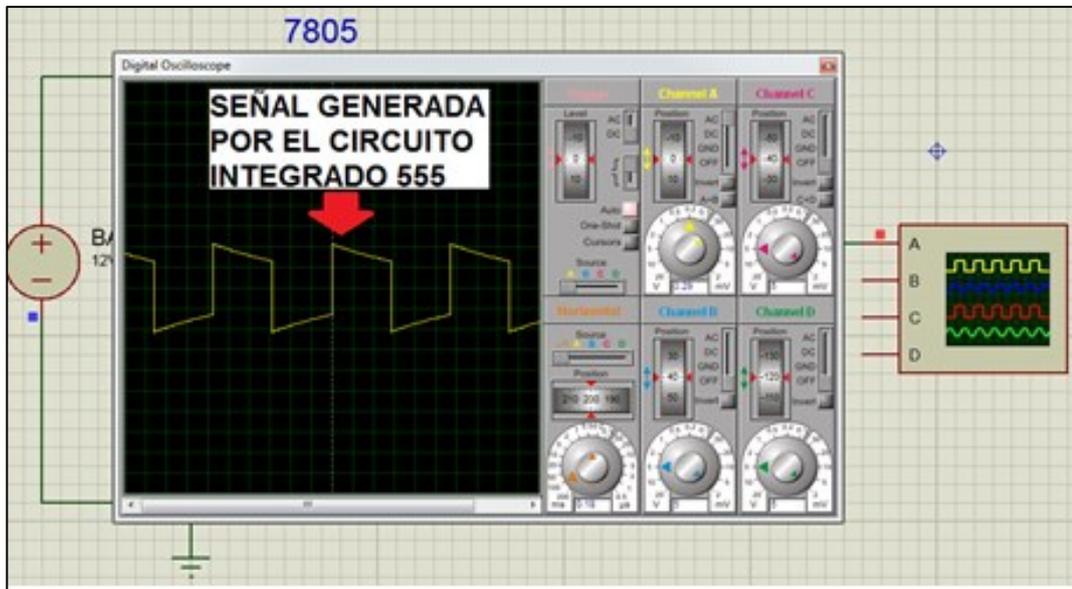
Con el software Proteus 8 Professional se realizó la simulación del oscilador 555. En la Figura 3.2 se muestra el diseño del circuito electrónico del oscilador 555 en dicho software.

Figura 3.2 Simulación del circuito oscilador 555



Mediante la herramienta de osciloscopio virtual que proporciona el software Proteus 8 Professional, se observó la señal generada por el circuito oscilador 555 la cual fue conectada al Canal A de dicho osciloscopio como se muestra en la Figura 3.3.

Figura 3.3 Señal generada por el circuito oscilador

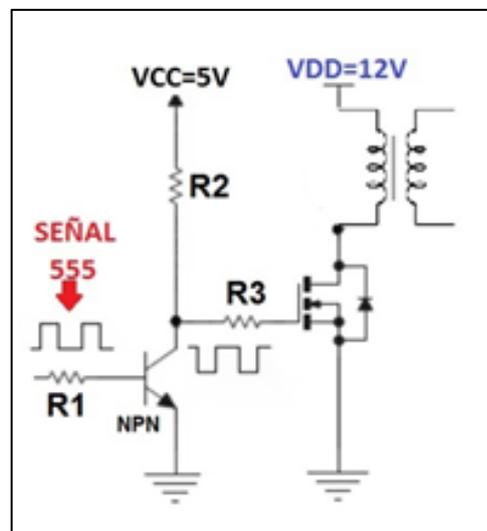


3.1.3 Circuito conmutador para la fuente de 12 voltios del automotor a diesel

3.1.3.1 Transistores como conmutadores

La señal generada por el oscilador 555 es ingresada a un circuito conmutador conformado por un transistor NPN BJT (2n2222) y un transistor mosfet canal n (IRF540) como se muestra en la Figura 3.4, en donde para este proyecto el valor de $V_{CC} = 5$ voltios, $V_{DD} = 12$ voltios, los mismos que operan en el estado de corte y saturación.

Figura 3.4 Diagrama de transistores BJT y MOSFET como conmutadores

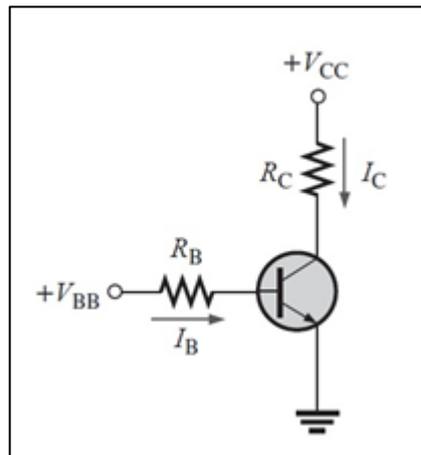


Fuente: (Stienecker, 2011).

Este circuito conmutador es el encargado de oscilar la señal continua de la batería del automotor a diesel (12 voltios) a la frecuencia y ciclo de trabajo dada por el circuito oscilador 555.

Para obtener los valores de las resistencias adecuadas R1 (Resistencia de Base RB), R2 (Resistencia de colector RC) del transistor BJT en estado de corte y saturación se analizara con la configuración que muestra la Figura 3.5.

Figura 3.5 Diagrama de configuración de corte y saturación del transistor BJT



Fuente: (Stienecker, 2011)

- **Condiciones en corte transistor BJT**

Como se mencionó en el Capítulo 2, un transistor BJT está en la región de corte cuando la unión base-emisor no está polarizada de manera directa. Si se ignora la corriente de fuga, todas las corrientes son cero y V_{ce} es igual a V_{CC} . Obteniendo la Ecuación 3.4. Todas las ecuaciones para el las condiciones de corte y saturación del transistor BJT fueron tomadas del texto Floyd (Floyd, 2008).

$$V_{ce} = V_{CC} \quad \text{Ec. (3.4)}$$

Dónde:

V_{ce} = Voltaje entre colector y emisor

V_{CC} = Voltaje a ser conmutado (5 voltios)

- **Condiciones en saturación transistor BJT**

Cuando la unión base-emisor está polarizada de manera directa y existe suficiente corriente en la base para producir una corriente máxima en el colector, el transistor BJT está en saturación. La corriente de saturación de colector se determina mediante la Ecuación 3.5.

$$I_{c(sat)} = \frac{V_{CC}}{R_c} \quad \text{Ec. (3.5)}$$

Dónde:

$I_{c(sat)}$ = Corriente de saturación de colector.

V_{CC} = Voltaje a ser conmutado (5 voltios).

R_c = Resistencia de colector (330Ω).

Obteniendo como resultado una corriente de saturación de colector.

$$I_c(sat) = 15.15 \text{ mA}$$

El valor mínimo de la corriente base requerida para producir saturación está dado por la Ecuación 3.6.

$$I_b(min) = \frac{I_c(sat)}{\beta_{CD}} \quad \text{Ec. (3.6)}$$

Dónde:

$I_b(min)$ = Corriente mínima en base para saturación

$I_c(sat)$ = Corriente de saturación de colector

β_{CD} = Factor de amplificación del transistor BJT 2n2222 (50), ver Anexo 2.

Obteniendo como resultado una corriente mínima de base para saturación.

$$I_b(min) = 303 \mu A$$

Cuando el transistor está activo el Voltaje entre base y emisor es igual a 0.7 voltios, por lo que el voltaje de base se calcula mediante la Ecuación 3.7.

$$V_{Rb} = V_{BB} - V_{BE} \quad \text{Ec. (3.7)}$$

Dónde:

V_{Rb} = Voltaje de base

V_{BB} = Voltaje máximo que ingresa a base (5 voltios)

V_{BE} = Voltaje entre base y emisor (0.6 voltios)

Obteniendo como resultado el voltaje de base.

$$V_{Rb} = 4.4 \text{ V}$$

Conociendo el valor de V_{Rb} y $I_b(min)$ se calculó el valor de resistencia máxima de base que permitirá tener una corriente mínima en la base igual a $303 \mu A$ utilizando la ley de Ohm como lo muestra la Ecuación 3.8.

$$Rb(max) = \frac{VRb}{Ib(min)} \quad \text{Ec. (3.8)}$$

Dónde:

$Rb(max)$ = Resistencia máxima de base.

VRb = Voltaje de base (4.4V).

$Ib(min)$ = Corriente mínima en base para saturación (303 μ A).

Obteniendo como resultado un valor de resistencia máxima de base.

$$Rb(max) = 14.52k\Omega$$

Conociendo el valor máximo de la resistencia de base se puede colocar una resistencia estándar la cual puede ser de igual o menor valor a la resistencia máxima de base, en este caso se utilizó una resistencia estándar de 10k Ω

$$Rb = 10 k\Omega$$

Para realizar el dimensionamiento de la potencia a utilizar en las resistencias Rb y Rc se basó en sus máximos valores de voltaje y corriente. Con la Ecuación 3.3 se puede calcular dicha potencia.

$$P = V * I$$

Dónde:

P = Potencia eléctrica

V = Voltaje de Rb y Rc

I = Corriente de Rb y Rc

Conociendo el valor de potencia máxima a disipar por las resistencias Rb y Rc se optó por utilizar resistencias con potencia estandarizada de ¼ de Watio.

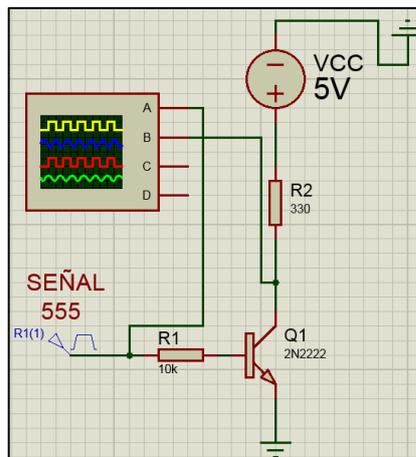
En resumen los elementos utilizados y sus respectivos valores en la configuración de corte y saturación del transistor BJT son:

- Transistor BJT 2n2222
- $R1 = Rb = 10 k\Omega$. \longrightarrow ¼ de Watio.
- $R2 = Rc = 330 \Omega$. \longrightarrow ¼ de Watio.

- **Simulación del estado de corte y saturación del transistor BJT**

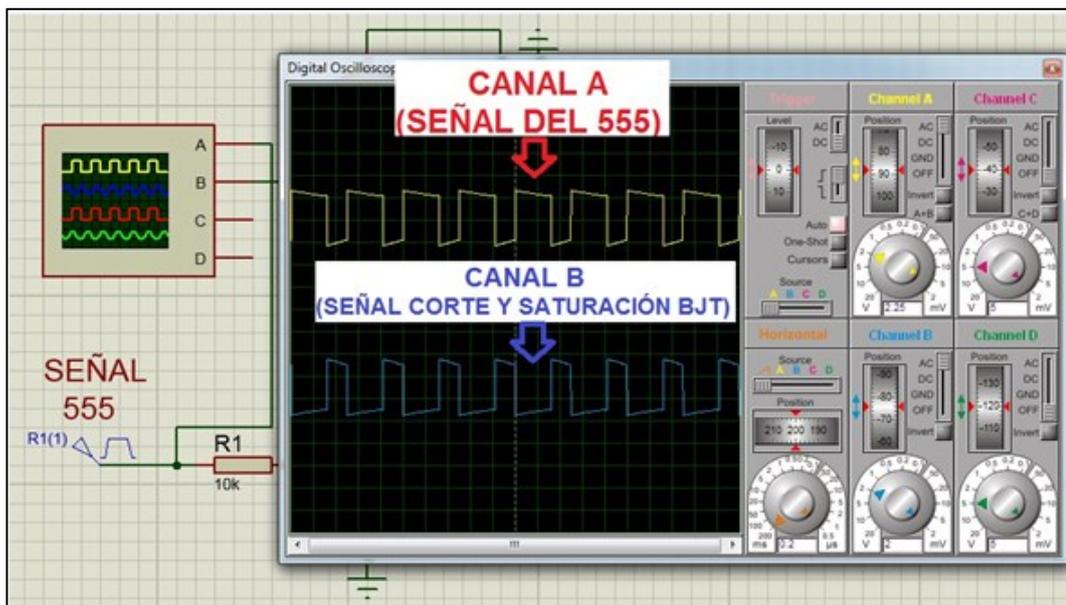
Se realizó la simulación del estado de corte y saturación del transistor BJT, la señal generada del circuito oscilador 555 va a ser la encargada de hacer conmutar a dicho transistor, esta señal ingresa por la base del transistor NPN BJT (2N2222) como lo muestra la Figura 3.6, llevándolo al estado de corte y saturación del transistor.

Figura 3.6 Simulación del diagrama de configuración de corte y saturación del transistor BJT



Con el osciloscopio virtual, se visualizó la señal ingresada a la base del transistor y la señal resultante del estado de corte y saturación del transistor como lo muestra la Figura 3.7.

Figura 3.7 Señal resultante del estado corte y saturación del transistor BJT



3.1.3.2 Condiciones en corte y saturación del transistor mosfet canal N.

Las condiciones para corte y saturación del mosfet fueron tomadas del texto de Floyd (Floyd, 2008). En general se utilizan los transistores mosfet en aplicaciones de conmutación debido a su característica de voltaje de umbral (V_t), el valor de voltaje de umbral viene dado por la hoja de especificaciones de cada transistor mosfet.

Cuando el voltaje de gate-source (VGS) es menor que el valor de voltaje de umbral (V_t), el transistor mosfet canal n está apagado; cuando el voltaje de gate-source (VGS) es mayor que el valor de umbral, el transistor mosfet canal n está encendido.

El valor de voltaje máximo que va a ingresar por el Gate del transistor mosfet canal n es de 5 voltios y el mínimo es 0 voltios, estos voltajes son suministrados por la señal del estado de corte y saturación del transistor BJT, por lo tanto se planteó una ecuación que establezca un rango de trabajo del voltaje umbral para el circuito conmutador, como lo indica la Ecuación 3.9 el voltaje de umbral (V_t) debe ser mayor al voltaje mínimo y menor al voltaje máximo que ingresa por el Gate del transistor.

$$0V < V_t < 5V \quad \text{Ec. (3.9)}$$

El transistor mosfet canal n modelo irf540 cumple con el valor de voltaje de umbral (V_t) el cual tiene un rango de 2 a 4 voltios requerido para que el transistor entre en estado de corte y saturación, dichos datos fueron obtenidos del datasheet del transistor (ver Anexo 3).

En la hoja de datos (ver Anexo 3 – datasheet) del transistor se recomienda utilizar una resistencia igual o mayor a 25Ω en el Gate del transistor para proteger al dispositivo que activa o desactiva el transistor mosfet, en este caso para proteger al transistor BJT ante un posible cortocircuito del transistor mosfet, se utilizó una resistencia de valor estándar de 100Ω en el gate del transistor.

Para dimensionar la potencia a utilizar en la resistencia Rg se basó en su máximo valor de voltaje y su valor de resistencia. Con la Ecuación 3.10 se puede calcular dicha potencia.

$$P = \frac{V^2}{Rg} \quad \text{Ec. (3.10)}$$

Dónde:

P = Potencia eléctrica

V = Voltaje de Rg

Rg = Resistencia Rg

Conociendo el valor de potencia máxima a disipar por la resistencia Rg se decidió por utilizar una resistencia con potencia estandarizada de $\frac{1}{4}$ de Watio.

En resumen los elementos utilizados y sus respectivos valores en la configuración de corte y saturación del transistor mosfet son:

- Transistor mosfet canal n irf540
- $R3 = Rg = 100\Omega$. $\longrightarrow \frac{1}{4}$ de Watio.

- **Simulación del estado de corte y saturación del transistor mosfet**

Se realizó la simulación de la señal del estado de corte y saturación del transistor mosfet, la señal generada del circuito oscilador 555 va a ser la encargada de hacer conmutar al transistor BJT y este a su vez hace conmutar al transistor mosfet, la señal resultante del estado de corte y saturación de mosfet va a ser la que ingresa al primario del transformador flyback como lo muestra la Figura 3.8.

Con el osciloscopio virtual, se visualizó la señal que ingresa a la base del transistor BJT, la señal que ingresa al Gate del transistor mosfet y finalmente la señal que es conmutada por dicho transistor como lo muestra la Figura 3.9. La última señal resultante va a ser la encargada de ingresar al primario del transformador flyback y excitarlo para generar altos voltajes.

Figura 3.8 Simulación del diagrama de configuración de corte y saturación del transistor Mosfet

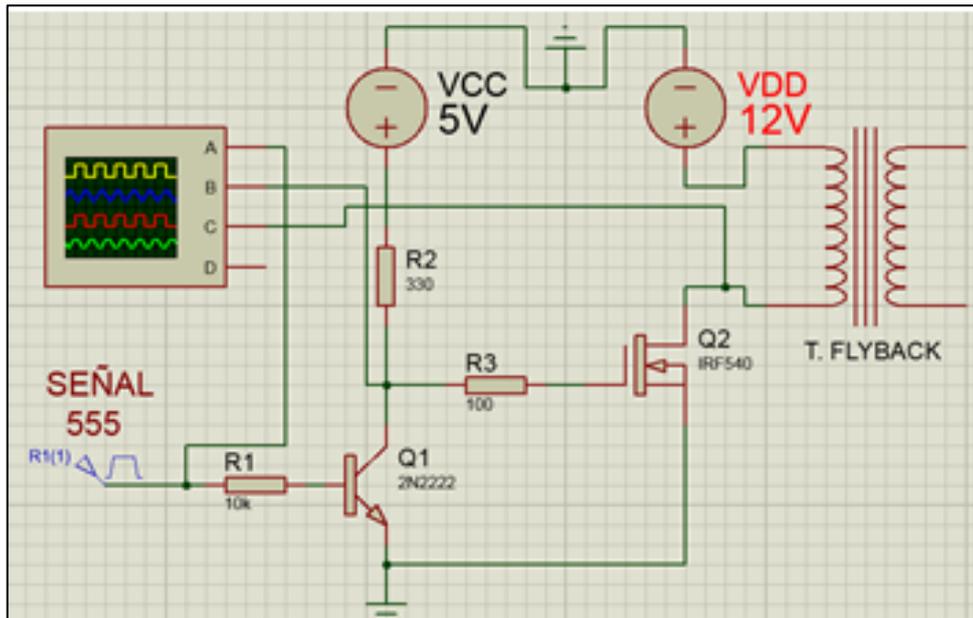
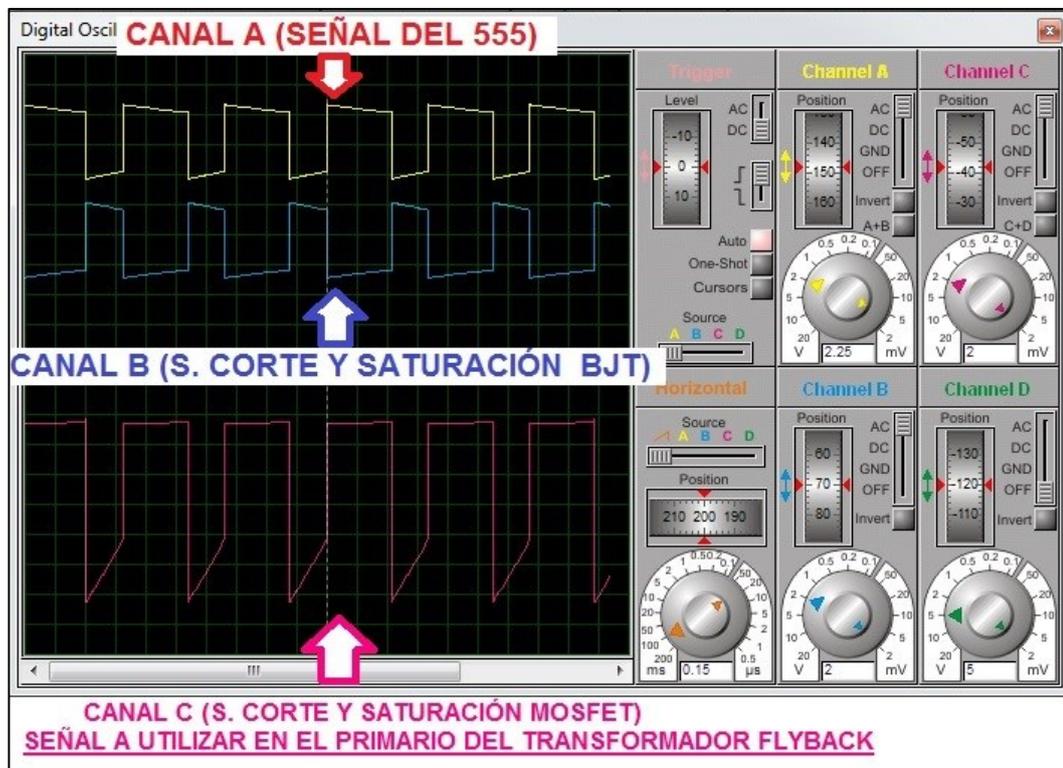


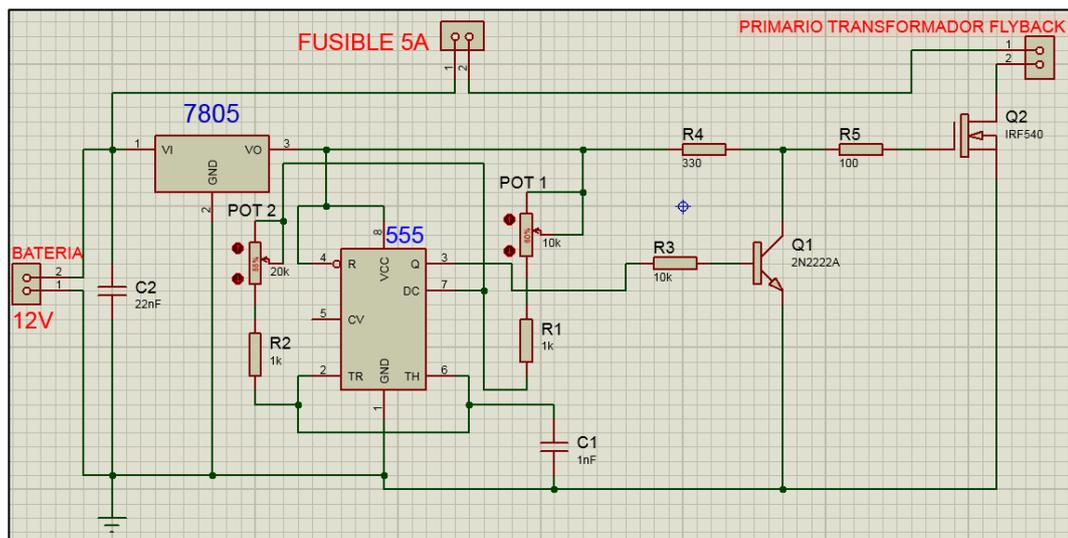
Figura 3.9 Señales resultantes del estado corte y saturación de los transistores BJT y Mosfet



3.1.4 Diseño de placa de control

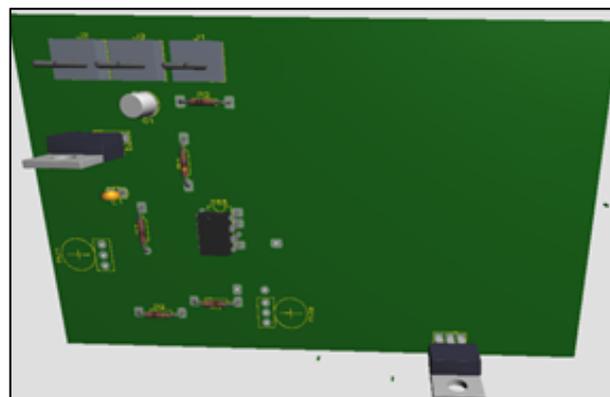
Para crear la placa de control se utilizó el software Proteus 8 Professional, en el cual se unió el circuito oscilador 555 con el circuito de conmutación para la fuente de 12 voltios dc del automotor a diesel, como se muestra en la Figura 3.10. En esta imagen se indica un fusible que tiene la función de proteger al transformador Flyback contra sobre corrientes.

Figura 3.10 Circuito oscilador y conmutador



El diseño para la impresión de la placa a baquelita se lo realizo con el software Proteus 8 Professional con la herramienta de PCB LAYOUT o más conocido como ARES. La herramienta ARES permite la visualización en 3D de la manera en que van a quedar distribuidos los elementos en la placa. En la Figura 3.11 se muestra el diseño de la placa de control al tener sus componentes instalados.

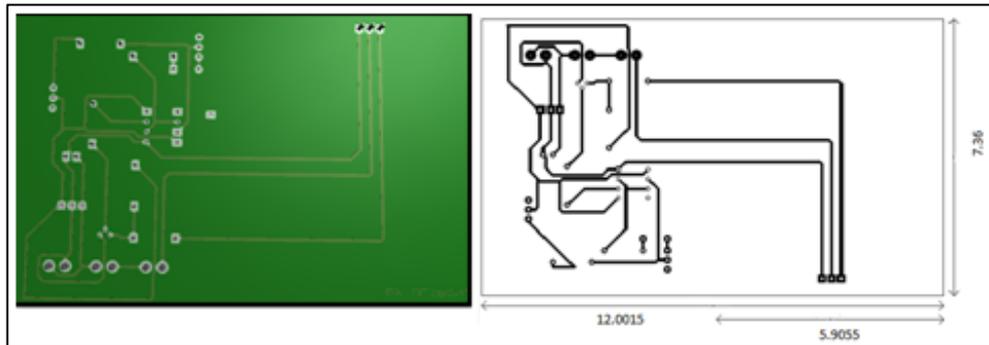
Figura 3.11 Placa de control en 3D vista de forma frontal



El circuito impreso de la placa contiene pistas conductoras para sostener mecánicamente por medio de una soldadura en la base los componentes electrónicos.

En la Figura 3.12 se muestra el diseño en 3D de la placa de control con sus respectivas pistas que generalmente son de cobre.

Figura 3.12 Pistas del circuito de control observado desde atrás



Finalizada la etapa de diseño de la placa de control, se procedio a la tranferencia de las pistas a la baquelita y a la colocación de los elementos para posteriormente soldarlos. En la Figura 3.13 se puede observar los elementos ya colocados en su respectiva posición, se puede observar que el transistor Mosfet tiene acoplado un disipador de calor para evitar sobrecalentamiento.

Figura 3.13 Placa de conmutacion de alta frecuencia



Se introdujo la placa de control en una jaula de faraday para protegerla de posibles fugas de campo eléctrico generado por el transformador flyback como lo muestra la Figura 3.14.

Figura 3.14 Jaula de faraday para proteger el circuito de control



3.1.5 Transformador Flyback de televisión

3.1.5.1 Parámetros de selección del transformador Flyback de televisión

Para determinar un modelo de transformador flyback de televisión se tomaron los siguientes parámetros máximos a cumplir. El valor de voltaje de salida se lo tomó del estudio realizado por (Chiliquinga Toro V. A., 2016), el valor de voltaje de entrada se lo tomó de la batería del automotor a diesel, el valor de frecuencia y ciclo de trabajo se lo tomo del circuito oscilador 555.

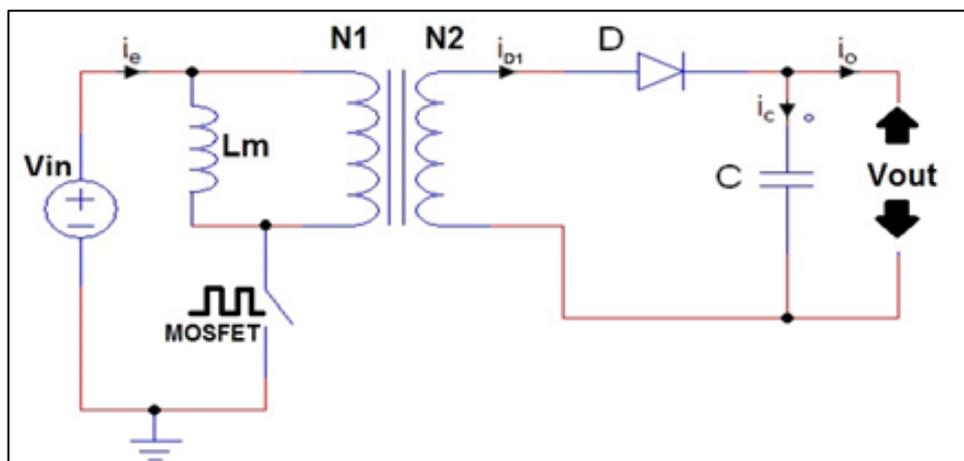
- Voltaje de salida $\geq 12\text{kV}$
- Voltaje de entrada = 12V
- Frecuencia de conmutación = 40kHz
- Ciclo de trabajo = 0.72

Basándose en el proyecto de fin de carrera “HERRAMIENTA PARA EL DISEÑO DE CONVERTIDORES CC-CC FORWARD Y FLYBACK”. Realizada por JAVIER LÓPEZ GÓMEZ de la UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID, se utilizará las ecuaciones planteadas para el diseño de convertidor flyback, para escoger el transformador flyback de televisión más adecuado.

Como especificaciones para el diseño del convertidor flyback se tiene los voltajes de entrada (V_{in}) y salida (V_{out}), la frecuencia de conmutación del transistor mosfet (f) y el ciclo de trabajo (d).

En la Figura 3.15 se muestra el diagrama del convertidor flyback incluyendo la inductancia magnetizante (L_m), la cual es encargada de almacenar energía cuando el mosfet se comporta como un interruptor cerrado y de liberar o descargar energía cuando el mosfet se comporta como un interruptor abierto.

Figura 3.15 Diagrama del convertidor Flyback con inductancia magnetizante



Fuente: (López Gómez, 2012)

A continuación se utiliza la Ecuación 3.11 para realizar un balance de los voltios por segundo en la inductancia magnetizante (L_m) del convertidor flyback.

$$V_{in} * t_{on} = V_{prim} * t_{off} \quad \text{Ec. (3.11)}$$

Dónde:

V_{in} = Voltaje de entrada

t_{on} = Tiempo de encendido del transistor mosfet

V_{prim} = Voltaje en el primario del transformador

t_{off} = Tiempo de apagado del transistor mosfet

El voltaje en el primario del transformador (V_{prim}) se puede calcular con la Ecuación 3.12.

$$V_{prim} = V_{out} * r_t \quad \text{Ec. (3.12)}$$

Dónde:

V_{prim} = Voltaje en el primario del transformador

V_{out} = Voltaje de salida del transformador

rt = Relación de transformación

El tiempo de encendido del transistor mosfet (ton) se puede calcular con la Ecuación 3.13.

$$ton = d * T \quad \text{Ec. (3.13)}$$

Dónde:

ton = Tiempo de encendido del transistor mosfet

d = ciclo de trabajo

T = periodo de conmutación del transistor mosfet

El tiempo de apagado del transistor mosfet ($toff$) se puede calcular con la Ecuación 3.14.

$$toff = (1 - d) * T \quad \text{Ec. (3.14)}$$

Dónde:

$toff$ = Tiempo de apagado del transistor mosfet

d = Ciclo de trabajo

T = Periodo de conmutación del transistor mosfet

La relación de transformación (rt) se puede calcular con la Ecuación 3.15.

$$rt = \frac{N1}{N2} \quad \text{Ec. (3.15)}$$

El período de conmutación del transistor mosfet (T) se puede calcular con la Ecuación 3.16.

$$T = \frac{1}{f} \quad \text{Ec. (3.16)}$$

Sustituyendo las ecuaciones 3.12, 3.13, 3.14 y 3.16 en la Ecuación 3.11 se obtiene a la Ecuación 3.17.

$$V_{in} * \left(\frac{d}{f}\right) = V_{out} * rt * \frac{(1-d)}{f} \quad \text{Ec. (3.17)}$$

Realizando un proceso correcto de simplificación y despeje se llega a la Ecuación 3.18, la cual va a ser la ecuación a utilizar para determinar un modelo de transformador Flyback de televisión.

$$rt = \frac{V_{in} * d}{V_{out} * (1-d)} \quad \text{Ec. (3.18)}$$

Sustituyendo los parámetros máximos dados al inicio de este Capítulo 3 como el voltaje de salida, voltaje de entrada, frecuencia de conmutación y ciclo de trabajo en la Ecuación 3.18 se obtuvo el valor de relación de transformación.

$$rt = 0.00233$$

Al reemplazar el valor de relación de transformación (rt) y un valor de 15 vueltas de espiras en el devanado primario ($N1$) en la Ecuación 3.15 se obtuvo el valor de vueltas de espiras en el devanado secundario.

$$N2 = 6437.76 \cong 6437 \text{ vueltas}$$

Con el valor de vueltas de espiras en el devanado secundario ($N2$) se escogió un modelo de transformador flyback de televisión que cumpla con la siguiente Ecuación 3.19.

$$N2 \geq 6437 \text{ vueltas} \quad \text{Ec. (3.19)}$$

El modelo BSC29-3718 cumple con el requisito de valor de vueltas de espiras en el devanado secundario ($N2$) y con los parámetros dados al inicio del Capítulo 3, se adjunta las características del transformador en el Anexo 4.

$$N2 = 10000 \text{ vueltas} > 6437 \text{ vueltas}$$

Sustituyendo los valores del devanado secundario (N_2) con 10000 vueltas de espiras, del devanado primario (N_1) con valor de 15 vueltas de espiras y con los parámetros máximos dados al inicio de este Capítulo como el voltaje de entrada, frecuencia de conmutación y ciclo de trabajo, se obtiene en la Ecuación 3.17 el valor máximo de voltaje de salida (V_{out}) del transformador.

$$V_{out} = 20.57kV$$

Tabla 3.2 Resultado teórico de voltaje de salida del convertidor flyback

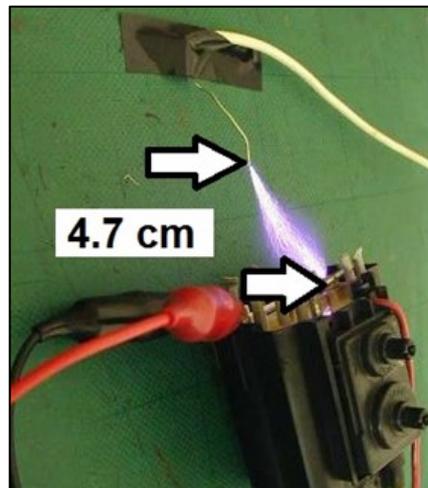
VOLTAJE DE ENTRADA	FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN	CICLO DE TRABAJO	# DE VUELTAS PRIMARIO	# DE VUELTAS SECUNDARIO	VOLTAJE MÁXIMO DE SALIDA
12 V	40 kHz	0.72	15	10000	20.57 kV

3.2 DISEÑO DEL FILTRO ELECTROSTÁTICO

Al no existir un modelo físico real de un filtro electrostático de forma tubular para la parte final del tubo de escape de automotores a diesel, las ecuaciones que se presentan a continuación fueron plateadas a partir de pruebas y resultados del convertidor flyback y en base al tamaño y forma de la parte final del tubo a escape del automotor a diesel, dichas ecuaciones son aplicables única y exclusivamente para el prototipo de filtro electrostático desarrollado.

Para el diseño del filtro electrostático, se partió del valor de longitud máxima de 4.7 cm del efecto corona generado por el convertidor flyback a máximo voltaje de salida como se muestra en la Figura 3.16.

Figura 3.16 Distancia del efecto corona para la ionización de partículas



Se dimensionó el valor de radio para el electrodo colector cumpliendo con la Ecuación 3.20.

$$R_{colec} < L_{efcor} \quad \text{Ec. (3.20)}$$

Dónde:

R_{colec} = Longitud de radio del electrodo colector

L_{efcor} = Longitud de efecto corona

Se utilizó un valor de radio de 3.75 cm de longitud para el electrodo colector con un grosor de 0.10 cm, el material usado fue el acero negro por ser un material conductor y anticorrosivo. Cumpliendo con la condición de la Ecuación 3.20 se obtuvo el siguiente resultado.

$$R_{colec} = 3.75 \text{ cm} < 4.7 \text{ cm}$$

Se dimensionó la altura del electrodo colector cumpliendo con la condición de la Ecuación 3.21 la cual se basa en los 66 cm de longitud que existe entre la parte final del tubo de escape y el suelo del automotor a diesel.

$$A_{colec} < L_{tusu} \quad (3.21)$$

Dónde:

A_{colec} = Altura de electrodo colector

L_{tusu} = Longitud que existe entre la parte final del tubo de escape y el suelo del automotor a diesel

Se utilizó un valor de altura de 20 cm para el electrodo colector cumpliendo con la condición de la Ecuación 3.21 se obtuvo el siguiente resultado.

$$A_{colec} = 20 \text{ cm} < 66 \text{ cm}$$

Conociendo el valor de radio del electrodo colector se dimensionó el valor de radio del electrodo emisor cumpliendo con la Ecuación 3.22.

$$R_{emi} < R_{colec} \quad \text{Ec. (3.22)}$$

Dónde:

R_{emi} = Longitud de radio del electrodo emisor

R_{colec} = Longitud de radio del electrodo colector

Se utilizó un valor de radio de 0.15 cm de longitud para el electrodo emisor, el material usado fue una barra de bronce al aluminio (BA-10) por ser un material conductor y anticorrosivo, sus propiedades se muestran en el Anexo 5. Cumpliendo con la condición de la Ecuación 3.22 se obtuvo el siguiente resultado.

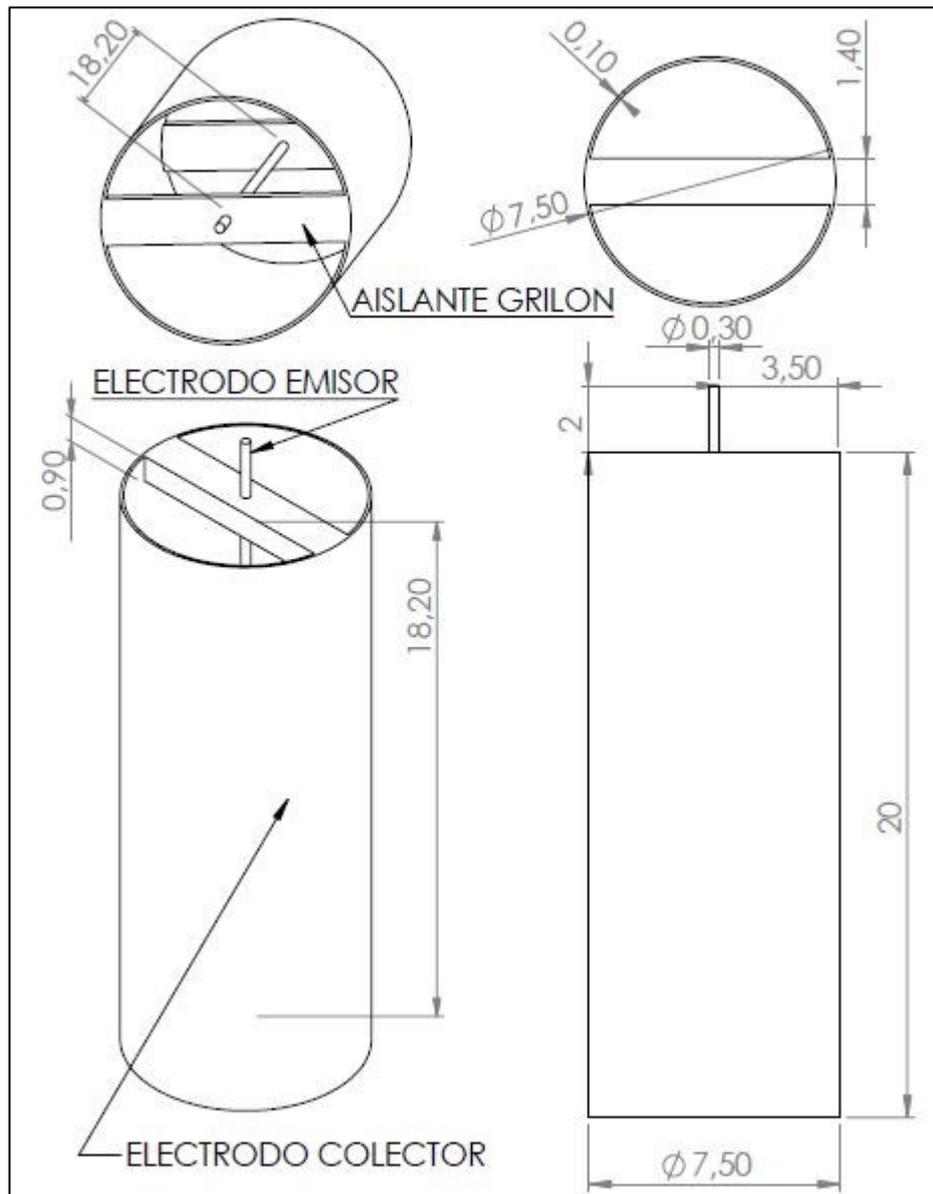
$$R_{emi} = 0.15 \text{ cm} < 3.75 \text{ cm}$$

Para poder conectar el electrodo emisor con el negativo del voltaje de salida del convertidor flyback se optó por utilizar una altura del electrodo emisor mayor a la altura del electrodo colector, el valor utilizado fue de 22 cm.

Para ubicar el electrodo emisor en el centro del electrodo colector y que estos estén a su vez aislados uno del otro se utilizó una plancha de material Grilon con las medidas mostradas en la Figura 3.17.

Este material tiene las propiedades de ser aislante y soportar temperaturas máximas de 100°C como se puede ver en el Anexo 6. En la Figura 3.17 se muestra el diseño del filtro electrostático y sus respectivas medidas en centímetros, el diseño fue realizado en el programa Solidworks 2013.

Figura 3.17 Medidas en centímetros del filtro electrostático realizado en Solidworks 2013



3.2.1 Diseño del acople del filtro electrostático con el tubo de escape

Para dimensionar el acople para el tubo de escape del filtro electrostático se partió del tamaño y forma de la parte final del tubo de escape del automotor a diesel.

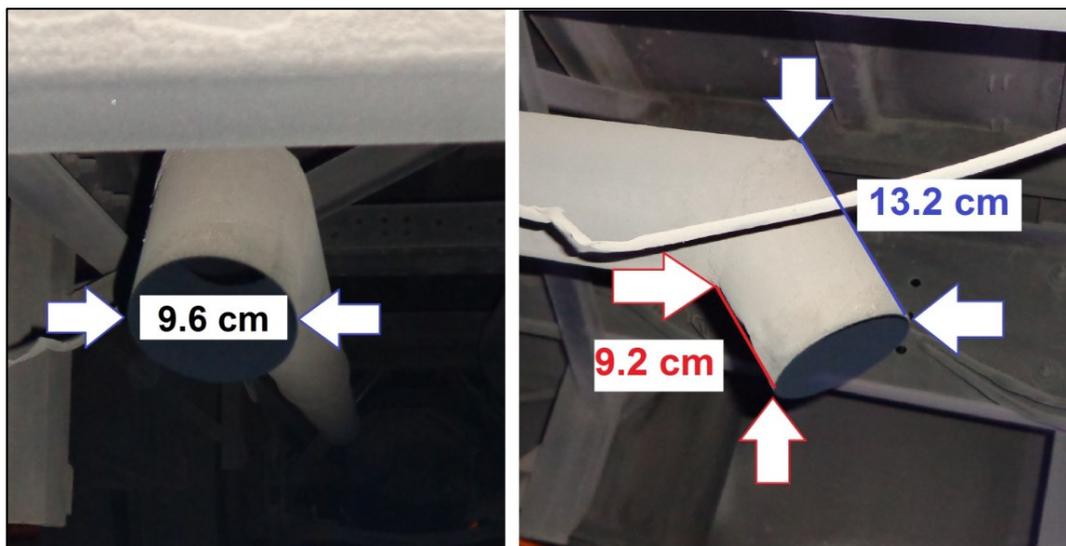
En la Figura 3.18 se muestra el automotor a diesel utilizado para el diseño del acople del filtro electrostático con el tubo de escape, este automotor es un bus Intracantonal de la ciudad de Quito de marca Mercedes Benz modelo 1721 del año 2005 de placas PUH-0309.

Figura 3.18 Automotor a diesel utilizado para el diseño del acople del filtro electrostático con el tubo de escape



La forma de la parte final del tubo de escape es cilíndrica cuyas dimensiones del diámetro y sus respectivas longitudes se muestran en la Figura 3.19.

Figura 3.19 Dimensiones de la parte final del tubo de escape



Con los valores de la parte final del tubo de escape de la Figura 3.19 se dimensionó el valor de longitud de diámetro del acople para el tubo de escape del filtro electrostático cumpliendo con la Ecuación 3.23.

$$D_{tubo} \leq D_{acople} \quad \text{Ec. (3.23)}$$

Dónde:

D_{tubo} = Diámetro de la parte final del tubo de escape

D_{acople} = Diámetro del acople para el tubo de escape del filtro electrostático

Se utilizó un valor de diámetro de 10,50 cm con un grosor de 0.10 cm para el electrodo colector, el material usado fue el acero inoxidable por ser un material

conductor y anticorrosivo, con la condición de la Ecuación 3.23 se obtuvo el siguiente resultado.

$$D_{acople} = 10.50 \text{ cm} \geq 9.6 \text{ cm}$$

Se dimensionó la altura del acople para el tubo de escape del filtro electrostático cumpliendo con la condición de la Inecuación 3.24, la cual se basa en los 66 cm de longitud que existe entre la parte final del tubo de escape menos los 20 cm de altura del electrodo colector.

$$A_{acople} < 46 \text{ cm} \quad \text{Ec. (3.24)}$$

Dónde:

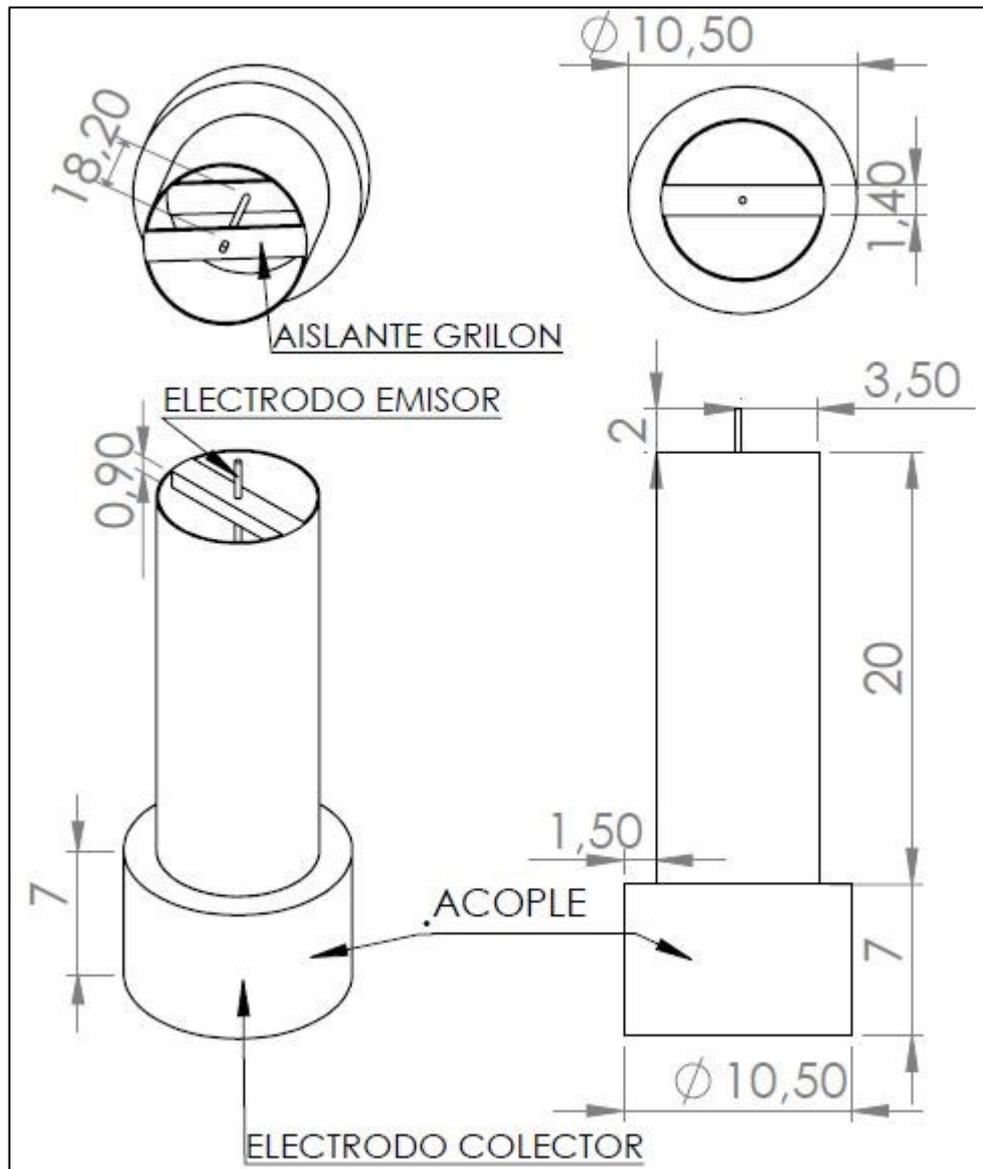
A_{acople} = Altura del acople para el tubo de escape del filtro electrostático.

Se utilizó un valor de altura de 7 cm para la altura del acople para el tubo de escape del filtro electrostático. Cumpliendo con la condición de la Ecuación 3.24 se obtuvo el siguiente resultado.

$$A_{colect} = 7 \text{ cm} < 46 \text{ cm}$$

En la Figura 3.20 se muestra el diseño del acople para el tubo de escape del filtro electrostático y sus respectivas medidas en centímetros, el diseño se lo realizó en el programa Solidworks 2013.

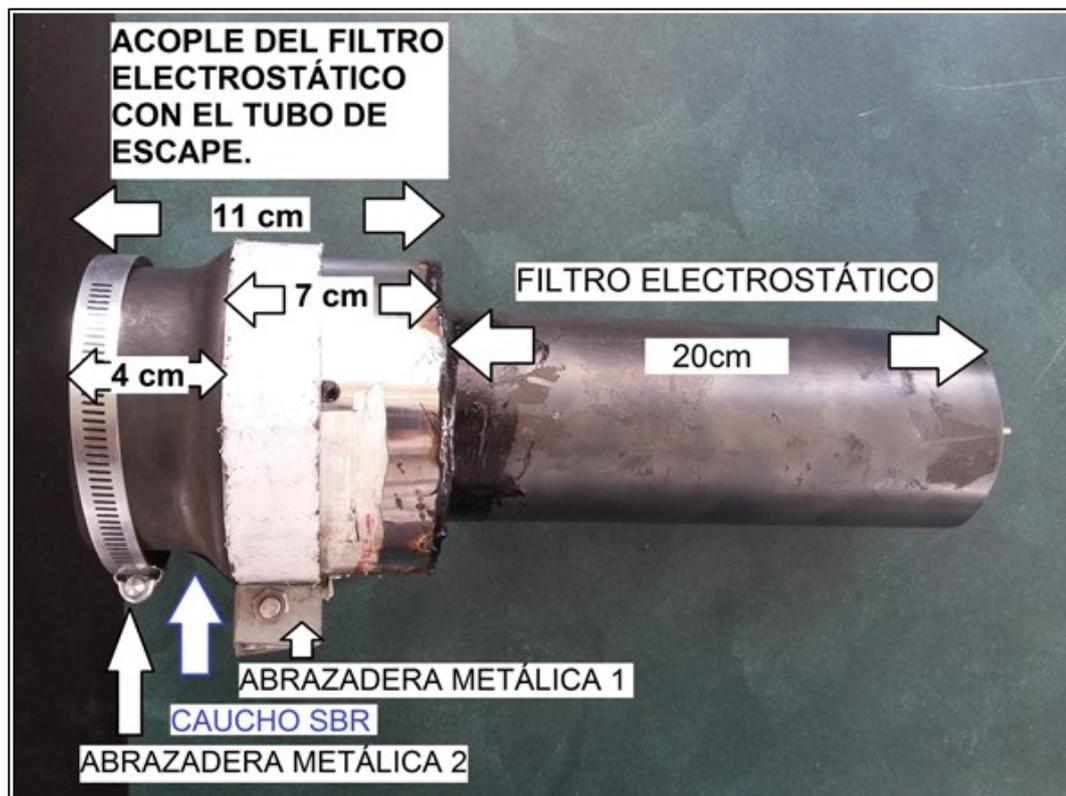
Figura 3.20 Medidas en centímetros del acople del filtro electrostático con el tubo de escape Solidworks 2013



Para unir el acople del filtro electrostático con el tubo de escape y que estos estén a su vez aislados uno del otro se utilizó una plancha de caucho SBR de grosor 0.10 cm que tiene las propiedades de ser aislante y soportar temperaturas máximas de 110°C como se puede ver en el Anexo 7, dicho material fue envuelto y sujetado con un abrazadera metálica 1 en el acople del filtro electrostático de forma que el material cubra 3 cm del acople y sobresalga hacia fuera 4 cm, los 4 cm de material que sobresale del acople van a ser los encargados de envolver y sujetar con otra abrazadera metálica 2 la parte final del tubo de escape del automotor a diesel.

En la Figura 3.21 se muestra las partes y medidas en centímetro reales del filtro electrostático desarrollado para el sistema de escape del automotor

Figura 3.21 Partes y medidas reales del filtro electrostático desarrollado para el sistema de escape del automotor



CAPÍTULO 4

PRUEBAS Y RESULTADOS

En este capítulo, se detalla una explicación de las pruebas desarrolladas con el filtro electrostático para la recolección de partículas de CO₂, las mismas que proporcionan resultados que serán colocados en indicadores con el objetivo de comprobar la hipótesis planteada de este proyecto.

4.1 PRUEBAS Y RESULTADOS DEL CONVERTIDOR FLYBACK

Para las pruebas del convertidor flyback se utilizó una batería de 12 voltios de la marca baterías Ecuador modelo 34FE/NS70B, con dicha batería se obtuvieron los siguientes valores de entrada y salida de voltaje y corriente del convertidor flyback.

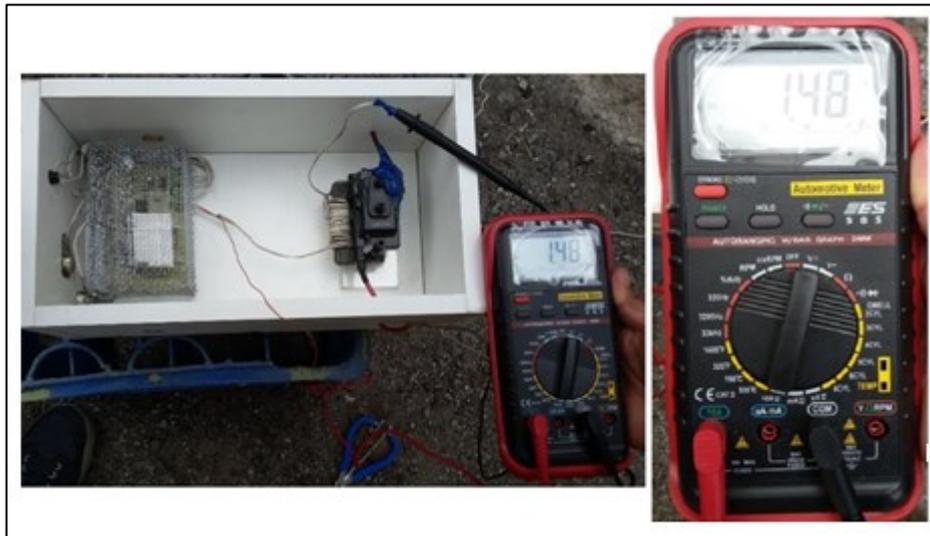
En la Figura 4.1 se muestra el valor real de voltaje de entrada de la batería que alimenta al convertidor flyback. Para obtener el valor de voltaje real se utilizó un multímetro automotriz de la marca ES modelo 585K en la escala de medida voltios.

Figura 4.1 Valor real de voltaje de entrada del convertidor flyback



En la Figura 4.2 se muestra el valor real de corriente de entrada de la batería que alimenta al convertidor flyback. Para obtener el valor de corriente real se utilizó un multímetro automotriz de la marca ES modelo 585K en la escala de medida amperios.

Figura 4.2 Valor real de corriente de entrada del convertidor flyback



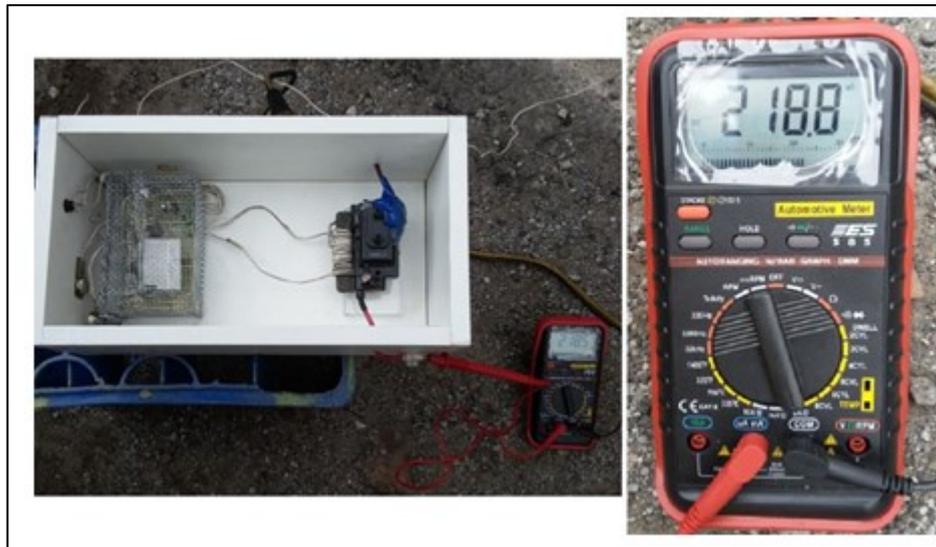
En la Figura 4.3 se muestra el valor real de voltaje de salida del convertidor flyback. Para obtener el valor de voltaje real se utilizó un analizador de encendido multi sistema de la marca GTC modelo TA500 smartach+cop en la escala de medida kilovoltios.

Figura 4.3 Valor real de voltaje de salida del convertidor flyback



En la Figura 4.4 se muestra el valor real de corriente de salida del convertidor flyback. Para obtener el valor de corriente real se utilizó un multímetro automatizado de la marca ES modelo 585K en la escala de medida microamperios.

Figura 4.4 Valor real de corriente de salida del convertidor flyback



En la Tabla 4.1 se detalla los resultados de los valores de entrada y salida de voltaje y corriente del convertidor flyback, así como la longitud del efecto corona generado por dicho convertidor.

Tabla 4.1 Resultado de los valores de entrada y salida de voltaje y corriente del convertidor flyback y longitud del efecto corona

# DE MUESTRA	VOLTAJE DE ENTRADA	CORRIENTE DE ENTRADA	FRECUENCIA	CICLO DE TRABAJO	VOLTAJE DE SALIDA	CORRIENTE DE SALIDA	LONGITUD DEL EFECTO CORONA
1	12.64 V	1.48 A	40.07 kHz	72.21 %	21.66 kV	218.5 μ A	4.70 cm
2	12.63 V	1.50 A	40.07 kHz	72.21 %	21.60 kV	218.7 μ A	4.71 cm
3	12.64 V	1.49 A	40.07 kHz	72.21 %	21.63 kV	218.6 μ A	4.69 cm
4	12.63 V	1.50 A	40.07 kHz	72.21 %	21.59 kV	218.6 μ A	4.70 cm
5	12.63V	1.48 A	40.07 kHz	72.21 %	21.59 kV	218.7 μ A	4.68 cm
6	12.64 V	1.50 A	40.07 kHz	72.21 %	21.63 kV	218.6 μ A	4.71 cm
7	12.64 V	1.49 A	40.07 kHz	72.21 %	21.66 kV	218.8 μ A	4.69 cm
8	12.64 V	1.50 A	40.07 kHz	72.21 %	21.66 kV	218.7 μ A	4.71 cm
9	12.64 V	1.49 A	40.07 kHz	72.21 %	21.61 kV	218.8 μ A	4.68 cm
10	12.64 V	1.48 A	40.07 kHz	72.21 %	21.64 kV	218.8 μ A	4.70 cm
VALOR MEDIO	12.64 V	1.49 A	40.07 kHz	72.21 %	21.62 kv	218.68 μA	4.70 cm

4.2 PRUEBAS Y RESULTADOS DEL FILTRO ELECTROSTÁTICO

Para las pruebas del filtro electrostático se lo alimentó con el voltaje y corriente de salida de 21.62kV y 218.68 μ A respectivamente del convertidor flyback. Para calcular el campo eléctrico que genera el filtro electrostático en su interior se utilizó la fórmula mencionada en el proyecto de titulación de (Chilingua Toro V. A., 2016).

El campo eléctrico que genera el filtro electrostático en su interior se puede calcular con la Ecuación 4.1.

$$E = \frac{V}{L} \quad \text{Ec. (4.1)}$$

E = Campo eléctrico del filtro electrostático

V = Voltaje aplicado al filtro electrostático

L = Longitud de separación entre el electrodo emisor y el electrodo colector en metros

El voltaje aplicado al filtro electrostático es de 21.61kV y la longitud de separación entre el electrodo emisor y el electrodo colector es de 0.35 m con lo cual se obtuvo el siguiente resultado de campo eléctrico.

$$E = 6.174 * 10^4 \frac{V}{m}$$

Se realizó las medidas en ppm de la cantidad de CO₂ que emite el tubo de escape con el filtro electrostático apagado y con el tubo de escape con el filtro electrostático encendido. Se tomó 30 datos de los valores en ppm que entrega el filtro electrostático apagado y encendido instalado al final del sistema de escape del automotor a diésel. En la Figura 4.5 se muestra el valor en ppm que entrega el filtro electrostático apagado. Para obtener el valor en ppm de la cantidad de CO₂ se utilizó un medidor de gas de CO₂ de la marca AZ modelo 7752 en la escala de ppm, sus especificaciones de funcionamiento se muestran en el Anexo 8.

Figura 4.5 Valor en ppm obtenido con el filtro electrostático apagado



Se obtuvo 30 datos del filtro electrostático encendido para hacer una comparación con los primeros datos del filtro electrostático apagado. En la Figura 4.5 se muestra el valor en ppm que entrega el filtro electrostático encendido.

Figura 4.6 Valor en ppm con el filtro electrostático encendido



Los resultados obtenidos en tablas de la cantidad de CO₂ que emite el tubo de escape con el filtro electrostático apagado y con el tubo de escape con el filtro electrostático encendido serán analizados por el test de Wilcoxon.

4.2.1 Análisis del desempeño del filtro electrostático

Las siguientes tablas demuestran mediante el Test de Wilcoxon, si el filtro electrostático encendido reduce la cantidad en ppm de CO₂ emitida por el filtro electrostático apagado, todos los conceptos y forma de análisis del test de Wilcoxon fueron obtenidos del texto de (Devore, 2008).

Tomando en cuenta que:

- a) Si la cantidad de ppm emitida por el filtro electrostático encendido es igual a la cantidad de ppm emitida por el filtro electrostático apagado, no se lograría ningún tipo de reducción de cantidad en ppm de CO₂.
- b) Si la cantidad de ppm emitida por el filtro electrostático encendido es menor a la cantidad de ppm emitida por el filtro electrostático apagado, se estaría demostrando que se está reduciendo la de cantidad en ppm de CO₂.

c) Si la cantidad de ppm emitida por el filtro electrostático encendido es mayor a la cantidad de ppm emitida por el filtro electrostático apagado, no se lograría ningún tipo de reducción de cantidad en ppm de CO₂ al contrario se estaría aumentando la cantidad de CO₂.

El test de Wilcoxon es el recomendado para muestras (n) pequeñas mayores a 25.

4.2.2 Test de Wilcoxon del resultado en ppm del filtro electrostático.

A continuación se presentan la Tabla 4.2 con los datos obtenidos en ppm del filtro electrostático apagado y del filtro electrostático encendido para el análisis del test de Wilcoxon.

Tabla 4.2 Muestras obtenidas en ppm del filtro electrostático apagado y del filtro electrostático encendido para el análisis del test de Wilcoxon

HIPÓTESIS		Principal (H ₀): ppm filtro on = ppm filtro off			Media (ppm filtro on) = Media (ppm filtro off)				
		Secundario (H _a): ppm filtro on < ppm filtro off			Media (ppm filtro on) < Media (ppm filtro off)				
n	FILTRO OFF	FILTRO ON	DIFERENCIAS	RANGOS	T+	T-	LIGADURA	DIFERENCIAS ORDENADAS	RANGOS DE ORDEN
	ppm	ppm		ASIGNADOS					
1	6643	5138	1505	11	11			319	1
2	6933	5403	1530	12	12			583	2
3	6819	4942	1877	24	24			701	3
4	7021	5303	1718	22	22			855	4
5	5987	5132	855	4	4			908	5
6	6482	4932	1550	14	14			936	6
7	7081	5392	1689	20	20			1139	7
8	6233	5532	701	3	3			1176	8
9	8123	6112	2011	30	30			1377	9
10	7687	5808	1879	25	25			1479	10
11	7527	5983	1544	13	13			1505	11
12	6892	6309	583	2	2			1530	12
13	7441	5789	1652	19	19			1544	13
14	8013	6128	1885	26	26			1550	14
15	7424	5810	1614	17	17			1602	15
16	6978	6042	936	6	6			1604	16
17	7502	5898	1604	16	16			1614	17
18	7823	6112	1711	21	21			1625	18
19	7321	5842	1479	10	10			1652	19
20	6893	5985	908	5	5			1689	20
21	7832	5942	1890	27	27			1711	21
22	7234	6095	1139	7	7			1718	22
23	6843	4938	1905	28	28			1789	23
24	7081	5292	1789	23	23			1877	24
25	6719	5342	1377	9	9			1879	25
26	5921	5602	319	1	1			1885	26
27	5987	4811	1176	8	8			1890	27
28	6882	4932	1950	29	29			1905	28
29	6828	5203	1625	18	18			1950	29
30	7233	5631	1602	15	15			2011	30

En la Tabla 4.3 se muestra el resultado del Test de Wilcoxon aplicado al filtro electrostático, mediante la cual se indica si la comparación de los valores obtenidos da como resultado un dato que afirme que la hipótesis de este proyecto es correcta.

Tabla 4.3 Resultado del análisis del Test de Wilcoxon en el desempeño del filtro electrostático

Total T+		465
Total T-		0
T=min(T+,T-)		465
$Z = \frac{T - n \frac{(n + 1)}{4}}{\sqrt{\frac{n(n + 1)(2n + 1)}{24}}}$		4,7821391
Nivel de confianza 95% (Za)		1,96
Decisión	Z ≤ Za	Se acepta Ho
	Z > Za	Se acepta Ha
Interpretación	ok Como el valor de las ppm del filtro electrostático encendido es menor que el valor de las ppm del filtro electrostático apagado se concluye que el filtro electrostático encendido logra disminuir en un 20,82% la cantidad en ppm emitida de CO2 del automotor a diesel utilizado.	

Como resultado final se obtuvo el valor en porcentaje de la disminución de la cantidad de CO₂ emitida por el automotor a diesel utilizado como lo muestra la Tabla 4.4 se utilizó los valores medio en ppm del filtro electrostático apagado y encendido para calcular el porcentaje.

Tabla 4.4 Resultado del valor en porcentaje de la disminución de la cantidad de CO₂ emitida por el automotor a diesel utilizado

SIN FILTRO	CON FILTRO	VALOR EN PORCENTAJE DE LA DISMINUCIÓN DE LA CANTIDAD DE CO2 EMITIDA POR EL AUTOMOTOR A DIESEL UTILIZADO
Valor medio ppm	Valor medio ppm	
7046,1	5799,33	20.82%

CONCLUSIONES

Se desarrolló un prototipo de un filtro electrostático que mediante el efecto corona generado por el convertidor flyback diseñado retiene y recolecta un porcentaje de partículas de CO₂ emitidas por el automotor a diesel usado.

Se diseñó un convertidor flyback que funciona a una frecuencia de 40.07kHz y un ciclo de trabajo del 72,21%, el convertidor fue alimentado con un voltaje de 12.64V de la batería del automotor a diesel, el convertidor entrega a su salida un voltaje de 21.62kV este valor de voltaje se encarga de satisfacer las condiciones eléctricas de funcionamiento del filtro electrostático desarrollado, generando en su interior un campo eléctrico de 6.174×10^4 V/m requerido para separar las partículas y llevarlas hacia la placa recolectora.

Se diseñó la estructura de protección del filtro electrostático para instalarlo al final del sistema de escape del automotor a diésel, la estructura de protección se la nombro como acople del filtro electrostático con el tubo de escape, este acople permitió unir el filtro electrostático con el tubo de escape y que estos estén a su vez aislados uno del otro, se logró sujetar ambas partes por medio de abrazaderas metálicas.

Se implementó en una caja de material aislante el sistema de control electrónico para que las fugas de campo eléctrico no dañen al circuito, el cual puede controlar el encendido y apagado del filtro electrostático y variar la frecuencia de 4.87kHz a 40.07kHz y ciclo de trabajo de 52.34% a 72.21% de conmutación del convertidor flyback, en este caso se utilizó los máximos valores de frecuencia y ciclo de trabajo para generar el mayor voltaje de salida en el convertidor flyback.

Se analizó el rendimiento del filtro electrostático mediante el Test de Wilcoxon con el cual se obtuvo la siguiente interpretación del resultado. Como el valor de las ppm del filtro electrostático encendido es menor que el valor de las ppm del filtro electrostático apagado se concluye que el filtro electrostático encendido logra disminuir en un 20,82% la cantidad en ppm emitidas de CO₂ del automotor a diesel utilizado, consiguiendo que el filtro electrostático en 1 minuto reduzca

1655 ppm, se obtuvo que el automotor reduce al día 1191600 ppm emitidas de CO₂ trabajando 12 horas. Con lo cual se demostraría que implementando este filtro en un solo bus urbano de transporte público de la ciudad de Quito, se eliminaría un aproximado de $434.93 \cdot 10^6$ ppm emitidas de CO₂ al año.

RECOMENDACIONES

Para reducir más la cantidad en ppm de CO₂ en automotores a diesel se debe generar más voltaje que alimente al filtro electrostático, en este caso se debe superar un voltaje de 21.62kV, esto se puede diseñar con un convertidor Flyback que utilice como voltaje de entrada una batería de 24V o 2 baterías en serie de 12V.

Se puede utilizar un transformador Flyback de televisión con un número de vueltas en el bobinado secundario o bobinado de alta voltaje que sea mayor a las 10000 vueltas, o a su vez diseñar desde cero un transformador Flyback teniendo como objetivo superar los 21.63kV.

Para diseñar un circuito oscilador se puede utilizar un microcontrolador que cuente con la opción de PWM con lo cual se puede controlar y llegar de manera más precisa a la frecuencia de 45kHz y ciclo de trabajo de 75% de conmutación del transformador Flyback de televisión, comparando con la frecuencia de 40.07kHz y un ciclo de trabajo del 72,21% generado por el circuito oscilador 555 la diferencia en mejora sería de aproximadamente un 3.71% en el ciclo de trabajo, dicho dato es el que influye principalmente en la generación de alto voltaje en el convertidor Flyback.

Para realizar una producción en serie de este prototipo de filtros se debería tener medida y forma estándar al final del sistema de escape de los automotores a diesel específicamente en los buses de transporte público.

Para realizar las medidas en ppm de la cantidad de CO₂ se debe utilizar mascarillas y gafas de protección para evitar inhalar cantidades considerables de CO₂ las cuales causan mareos y dolor de cabeza.

LISTA DE REFERENCIAS

- Arqhys Arquitectura* . (2012, Diciembre). Recuperado el 10 24, 2016, de <http://www.arqhys.com/arquitectura/materiales-refractarios.html>
- Autos y transportes*. (2009). Recuperado el 12 12, 2016, de http://comohacerpara.com/limpiar-los-bornes-de-la-bateria_1981r.html
- Azorín Nieto, J. (2007). *Fisica Nuclear*. Mexico: Plaza y Valdes.
- Baca, J. C. (2014). *Distrito Metropolitano de Quito*. Recuperado el Octubre 25, 2016, de Secretaria de Medio Ambiente: file:///D:/Downloads/inven_gei_dmq_2011_energ.pdf
- Baer, B. (s.f.). *Propiedades del acero negro*. Recuperado el 12 28, 2016, de http://www.ehowenespanol.com/propiedades-del-acero-negro-lista_98438/
- Blog Electrontools*. (2016, Marzo 18). Recuperado el 11 25, 2016, de <http://www.electrontools.com/Home/WP/2016/03/08/ventajas-y-desventajas-sobre-la-corriente-continua-y-alterna/>
- Chiliquina Toro, V. A. (2016). *ESTUDIO DE FACTIBILIDAD DE LA IONIZACIÓN DE PARTÍCULAS DE CO2 EMITIDAS POR AUTOMOTORES A DIÉSEL, PARA SU EMPLEO EN EL DESARROLLO DE FILTROS ELECTROESTÁTICOS*. Quito.
- Cremades, L. V. (2012). *Tratamiento y acondicionamiento de gases*. Madrid: Ediciones Díaz de Santos.
- D., M. P. (1993). *Principios y aplicaciones digitales* . Barcelona: BOIXAREU.
- Devore, J. L. (2008). *Probabilidad y Estadística para Ingenierías y Ciencias*. Mexico: Cervantes Gonzalez, Sergio R.
- Electrical Notes & Articles*. (2011, Marzo 23). Recuperado el Octubre 10, 2016, de <https://electricalnotes.wordpress.com/2011/03/23/what-is-corona-effect/>
- Euroinox. (2005). Que es el acero inoxidable. Bruselas.
- Fernández, D. M. (2011, Octubre 28). *PRECIPITADOR ELECTROSTATICO*. Recuperado el Octubre 10, 2016, de Atmosferis: <http://www.atmosferis.com/precipitador-electrostatico/>
- Floyd. (2008). *DISPOSITIVOS ELECTRÓNICOS*. MEXICO: PEARSON Educación.
- Garcia , V. (2012, Noviembre 12). *Electronica Practica Aplicada*. Recuperado el 11 12, 2016, de <http://www.diarioelectronicohoy.com/blog/el-transistor-mosfet>
- Guadamud, P. F. (2012, Enero 20). *Lección de Ciencias Naturales*. Recuperado el Julio 18, 2016, de <https://sites.google.com/site/lecciondeciencianaturales/el-calentamiento-global/contaminacion-en-las-regiones-de-ecuador>

- Lockwood, A. H.-H. (s.f.). *El Impacto del Carbón sobre la Salud Humana*. Recuperado el Octubre 26, 2016, de <http://www.greenpeace.org/chile/Global/chile/Documentos/Clima%20y%20Energia/2010/impactos-del-carb-n-sobre-la-s.pdf>
- López Gómez, J. (2012). *HERRAMIENTA PARA EL DISEÑO DE CONVERTIDORES CC-CC FORWARD Y FLYBACK*. MADRID.
- Martinez, M. J. (2009). *ELECTRONICA C*. Recuperado el 11 15, 2016, de http://ocw.usal.es/enseñanzas-tecnicas/electronica/contenido/electronica/Tema5_CircConmutac.pdf
- Nogueiras, A. (2009). *Departamento de Tecnología Electrónica Universidad de Vigo*. Recuperado el 11 8, 2016, de <http://www.dte.uvigo.es>
- Normalización, I. E. (2003, Enero 15). Recuperado el Agosto 2016, 2016, de <https://law.resource.org/pub/ec/ibr/ec.nte.2349.2003.pdf>
- Orozco, G. M. (2016, Julio 22). *Prueba de Ruta*. Recuperado el 11 8, 2016, de <http://www.pruebaderuta.com/sistema-de-escape-en-el-automovil-2.php>
- Prutchi David, P. S. (2012). *Exploring Quantum Physics Through*. New Jersey: A JOHN WILEY & SONS.
- Rashid., M. H. (2011). *POWER ELECTRONICS HANDBOOK DEVICES, CIRCUITS, AND APPLICATIONS*. Burlington: Elsevier Inc.
- Specialized Information Services, E. H. (2016, Septiembre 6). *Tox Town*. Recuperado el 11 8, 2016, de <https://toxtown.nlm.nih.gov/espanol/chemicals.php?id=45>
- Tellería, R. I. (2003, Abril). *Tecnica Industrial*. Recuperado el Octubre 10, 2016, de <http://www.tecnicaindustrial.es/tifrontal/a-1968-Introduccion-materiales-refractarios.aspx>
- Valle Gonzalez, Y. (2013, Marzo 28). *EcuRed*. Recuperado el Octubre 25, 2016, de https://www.ecured.cu/Di%C3%B3xido_de_carbono

ANEXOS

ANEXO (1) Datasheet circuito integrado 555



NA555, NE555, SA555, SE555

www.ti.com

SLFS022I – SEPTEMBER 1973 – REVISED SEPTEMBER 2014

7.4 Electrical Characteristics

$V_{CC} = 5\text{ V to }15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS		SE555			NA555 NE555 SA555			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Low-level output voltage	$V_{CC} = 15\text{ V}$, $I_{OL} = 10\text{ mA}$		0.1	0.15		0.1	0.25	V	
		$T_A = -55^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$			0.2				
	$V_{CC} = 15\text{ V}$, $I_{OL} = 50\text{ mA}$		0.4	0.5		0.4	0.75		
		$T_A = -55^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$			1				
	$V_{CC} = 15\text{ V}$, $I_{OL} = 100\text{ mA}$		2	2.2		2	2.5		
		$T_A = -55^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$			2.7				
	$V_{CC} = 15\text{ V}$, $I_{OL} = 200\text{ mA}$		2.5			2.5			
$V_{CC} = 5\text{ V}$, $I_{OL} = 3.5\text{ mA}$	$T_A = -55^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$		0.1	0.2		0.1	0.35		
$V_{CC} = 5\text{ V}$, $I_{OL} = 5\text{ mA}$	$T_A = -55^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$			0.8					
$V_{CC} = 5\text{ V}$, $I_{OL} = 8\text{ mA}$		0.15	0.25		0.15	0.4			
High-level output voltage	$V_{CC} = 15\text{ V}$, $I_{OH} = -100\text{ mA}$		13	13.3		12.75	13.3	V	
		$T_A = -55^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$		12					
	$V_{CC} = 15\text{ V}$, $I_{OH} = -200\text{ mA}$		12.5			12.5			
$V_{CC} = 5\text{ V}$, $I_{OH} = -100\text{ mA}$		3	3.3		2.75	3.3			
	$T_A = -55^\circ\text{C to }125^\circ\text{C}$		2						
Supply current	Output low, No load	$V_{CC} = 15\text{ V}$	10	12		10	15	mA	
		$V_{CC} = 5\text{ V}$	3	5		3	6		
	Output high, No load	$V_{CC} = 15\text{ V}$	9	10		9	13		
		$V_{CC} = 5\text{ V}$	2	4		2	5		

- (1) For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.
- (2) Timing interval error is defined as the difference between the measured value and the average value of a random sample from each process run.
- (3) Values specified are for a device in a monostable circuit similar to Figure 9, with the following component values: $R_A = 2\text{ k}\Omega$ to $100\text{ k}\Omega$, $C = 0.1\text{ }\mu\text{F}$.
- (4) On products compliant to MIL-PRF-38535, this parameter is not production tested.
- (5) Values specified are for a device in an astable circuit similar to Figure 12, with the following component values: $R_A = 1\text{ k}\Omega$ to $100\text{ k}\Omega$, $C = 0.1\text{ }\mu\text{F}$.

ANEXO (2) Datasheet transistor bjt 2N222

2N2222

Low Power Bipolar Transistors



Absolute Maximum Ratings ($T_a = 25^\circ\text{C}$ unless specified otherwise)

Description	Symbol	2N2222	Unit
Collector Emitter Voltage	V_{CEO}	30	V
Collector Base Voltage	V_{CBO}	60	
Emitter Base Voltage	V_{EBO}	5	
Collector Current Continuous	I_C	800	mA
Power Dissipation at $T_a = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	500	mW
Power Dissipation at $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C		2.28	mW/ $^\circ\text{C}$
		1.2	W
		6.85	mW/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-65 to +200	$^\circ\text{C}$

Electrical Characteristics ($T_a = 25^\circ\text{C}$ unless specified otherwise)

Description	Symbol	Test Condition	Value		Unit
			Minimum	Maximum	
Collector Emitter Breakdown Voltage	BV_{CEO}	$I_C = 10\text{mA}, I_B = 0$	30	-	V
Collector Base Breakdown Voltage	BV_{CBO}	$I_C = 10\mu\text{A}, I_E = 0$	60	-	
Emitter Base Breakdown Voltage	V_{EBOf}	$I_E = 10\mu\text{A}, I_C = 0$	5	-	
Collector Leakage Current	I_{CBO}	$V_{CB} = 50\text{V}, I_E = 0$	-	10	nA
		$V_{CB} = 50\text{V}, I_E = 0$ $T_a = 150^\circ\text{C}$		10	μA

Electrical Characteristics ($T_a = 25^\circ\text{C}$ unless specified otherwise)

Parameter	Symbol	Test Condition	2N2222		Unit
			Minimum	Maximum	
DC Current Gain	h_{FE}	$I_C = 0.1\text{mA}, V_{CE} = 10\text{V}^*$	35	300	-
		$I_C = 1\text{mA}, V_{CE} = 10\text{V}$	50		
		$I_C = 10\text{mA}, V_{CE} = 10\text{V}^*$	75		
		$I_C = 150\text{mA}, V_{CE} = 1\text{V}^*$	50		
		$I_C = 150\text{mA}, V_{CE} = 1\text{V}^*$	100		
		$I_C = 500\text{mA}, V_{CE} = 10\text{V}^*$	30		

ANEXO (3) Datasheet transistor mosfet IRF540



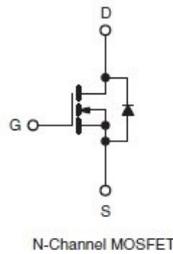
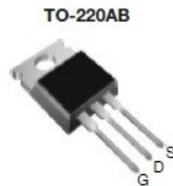
IRF540, SiHF540

Vishay Siliconix

Power MOSFET



Available
RoHS*
COMPLIANT



DESCRIPTION

Third generation Power MOSFETs from Vishay provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-220AB package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 W. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220AB contribute to its wide acceptance throughout the industry.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$, unless otherwise noted)			
PARAMETER	SYMBOL	LIMIT	UNIT
Drain-Source Voltage	V_{DS}	100	V
Gate-Source Voltage	V_{GS}	± 20	
Continuous Drain Current	V_{GS} at 10 V	$T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$	28
		$T_C = 100\text{ }^\circ\text{C}$	20
Pulsed Drain Current ^a		I_{DM}	110
Linear Derating Factor			1.0
Single Pulse Avalanche Energy ^b		E_{AS}	230
Repetitive Avalanche Current ^a		I_{AR}	28
Repetitive Avalanche Energy ^a		E_{AR}	15
Maximum Power Dissipation	$T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$	P_D	150
Peak Diode Recovery dV/dt^c		dV/dt	5.5
Operating Junction and Storage Temperature Range		T_J, T_{stg}	- 55 to + 175
Soldering Recommendations (Peak Temperature)	for 10 s		300 ^d
Mounting Torque	6-32 or M3 screw		10
			1.1

SPECIFICATIONS ($T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$, unless otherwise noted)						
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Static						
Drain-Source Breakdown Voltage	V_{DS}	$V_{GS} = 0\text{ V}, I_D = 250\text{ }\mu\text{A}$	100	-	-	V
V_{DS} Temperature Coefficient	$\Delta V_{DS}/T_J$	Reference to $25\text{ }^\circ\text{C}, I_D = 1\text{ mA}$	-	0.13	-	$V/^\circ\text{C}$
Gate-Source Threshold Voltage	$V_{GS(th)}$	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\text{ }\mu\text{A}$	2.0	-	4.0	V
Gate-Source Leakage	I_{GSS}	$V_{GS} = \pm 20\text{ V}$	-	-	± 100	nA
Zero Gate Voltage Drain Current	I_{DSS}	$V_{DS} = 100\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V}$	-	-	25	μA
		$V_{DS} = 80\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V}, T_J = 150\text{ }^\circ\text{C}$	-	-	250	
Drain-Source On-State Resistance	$R_{DS(on)}$	$V_{GS} = 10\text{ V}, I_D = 17\text{ A}^b$	-	-	0.077	Ω
Forward Transconductance	g_{fs}	$V_{DS} = 50\text{ V}, I_D = 17\text{ A}^b$	8.7	-	-	S

Notes

- Repetitive rating; pulse width limited by maximum junction temperature (see fig. 11).
- $V_{DD} = 25\text{ V}$, starting $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$, $L = 440\text{ }\mu\text{H}$, $R_g = 25\text{ }\Omega$, $I_{AS} = 28\text{ A}$ (see fig. 12).
- $I_{SD} \leq 28\text{ A}$, $dI/dt \leq 170\text{ A}/\mu\text{s}$, $V_{DD} \leq V_{DS}$, $T_J \leq 175\text{ }^\circ\text{C}$.
- 1.6 mm from case.

ANEXO (4) Datasheet transformador flyback BSC29-3718



Part Number	CRT Size (Inch)	Frequency (kHz)	HV (KV)	Focus Pack	HV Capacitor (pF)	HV Winding (turns)	HV Bleeder Resistor
MSU1-FV	32 max	15 max	9	-	3000	3400	Exist
MSU1-6FVR	32 max	15 max	9	Pre-load	2700	3400	-
MSU1-6FVL	32 max	15 max	9	Pre-load	2700	3400	-
FCK14-15EL	40 max	32 max	15	Pre-load	2700	5700	Exist
FSA22-014M	40 max	32 max	15	-	2700	5700	-
BSC24-01N1	40 max	32 max	15	Pre-load	3000	5700	-
BSC29-3718	47 max	43.5 max	28	Pre-load	3000	10000	Exist
BSC29-3719M	47 max	43.5 max	28	Pre-Load Double	2700	10000	-
FFA64-027M	47 max	43.5 max	28	Top-Load Double	2700	10000	Exist

Note This catalog has only typical specifications because there is no space for detailed specifications. Therefore, please approve our product specifications or transact the approval sheet for product specifications before ordering. Especially, please read rating and CAUTION (for storage, operating, rating, soldering, mounting and handling) in them to prevent smoking and/or burning, etc.

ANEXO (5) Características barra de bronce al aluminio (BA-10)



BA-10 Cinta amarilla I

Barras de Bronce al aluminio de elevada resistencia a la corrosión a temperaturas elevadas; resistente al ácido sulfúrico diluido, soluciones salinas y ácidos orgánicos.

BA-10 Cinta amarilla I

CALIDAD	COMPOSICIÓN	RESISTENCIA			DUREZA-BRINELL Kg/mm2	COEFICIENTE DE DILATACIÓN POR C (21-204 C %)
		A LA TRACCIÓN Kg/mm2	ALARGAMIENTO %			
BA-10 Cinta Amarilla I	Cu. 91% Al. 9%	53-66	10-20	120-150	16,2X10 ⁻⁶	
CONDUCTIBILIDAD ELÉCTRICA IACS A 20 C%	CONDUCTIBILIDAD TÉRMICA A 20 C% Cal/cmxsx C	MÓDULO DE ELASTICIDAD (Kg/mm2)	ELASTICIDAD (Kg/mm2)	CONTRACCIÓN LINEAL %	PESO ESPECÍFICO a 20C	
12-13	0,14-0,17	10.500 13.700	-	1,80-2,60	7,52	

ANEXO (6) Características de caucho SBR



Elastomer Laminates

Plancha de caucho SBR

La plancha de caucho SBR ofrece buenas propiedades con la ventaja añadida de poder presentar una mayor resistencia a altas temperaturas o al envejecimiento. Es por esto, que su uso es habitual en la industria minera o entornos industriales sometidos a altos grados de abrasión que necesitan materiales que garanticen una larga vida útil y máximo rendimiento.

Propiedades

- o Excelentes propiedades mecánicas.
- o Buena resistencia al envejecimiento y a la temperatura. Su resistencia puede aumentarse con una formulación adecuada.
- o Campo de temperatura: entre -50°C y 110°C.
- o Moderada resistencia al desgarro, ozono y a la intemperie.
- o Resistencia química; buena a muchos productos químicos inorgánicos, pero no a los ácidos oxidantes. Limitada a los ácidos minerales, no siendo adecuada para líquidos orgánicos en general.

ANEXO (7) características de GRILON



Propiedades

GRILON®

ENSAYOS	Método de ensayo	Unidad	Valores
Peso específico	DIN 53479	g/cm ³	1,13
Temperatura de uso:			
En forma continua sin carga	-	°C	80 a 100
Absorción de agua:			
23°C hasta saturación		%	6
Resistencia a la tracción	DIN 53455	kg/cm ²	540
	ASTM D 638	kg/cm ²	700
Alargamiento a la rotura	DIN 53454	%	100 - 300
Resistencia a la flexión	DIN 53452	kg/cm ²	450
	ASTM D 790	kg/cm ²	650
Resistencia a la compresión	ASTM D 695	kg/cm ²	650
Coefficiente de deslizamiento	-	-	0,35 - 0,43
Resistencia a la abrasión	TRABER	%	0,15
Dilatación	-	%	0,8
Dureza	DIN 53505	Shore D	85 - 83
Dureza Rockwell (escala «E»)	ASTM D 785	-	54,5 - 54
Temperatura de fusión	-	°C	220
Coefficiente de conductibilidad térmica	DIN 52612	W/km	0,28
Calor específico	-	Kcal/mH °C	0,40
Constante dieléctrica	DIN 53483	10 ⁻⁵ Hz	4

ANEXO (8) Especificaciones del medidor de gas de CO₂ de la marca AZ modelo 7752

SPECIFICATION				
Model	7752	77532	7755	77535
Measuring range				
CO₂	0-9999 ppm (2001-9999 out of scale)	0-9999 ppm (5001-9999 out of scale)	0-9999 ppm (2001-9999 out of scale)	0-9999 ppm (5001-9999 out of scale)
Temp.	-10~60°C (14~140°F)			
Humidity	NA		0.1%~99.9%RH	
Dew point	NA		-20.0~59.9°C	
Wet bulb	NA		-5.0~59.9°C	
Resolution	1ppm, 0.1°C/°F		1ppm, 0.1°C/°F, 0.1%RH	
Accuracy				
CO₂	±50 ppm±5% (0~2000ppm)	±30 ppm±5% (0~5000ppm)	±50 ppm±5% (0~2000ppm)	±30 ppm±5% (0~5000ppm)
Temp.	±0.6°C / ±0.9°F			
Humidity	NA		±3%RH (at 25°C, 10~90%RH); ±5%RH (at 25°C, others)	
Warm-up time	30 seconds			
Response time				
CO₂	<30 seconds (90% step change)			
Tair	<2 mins (90% step change)			
RH	NA		<10 mins (90% step change)	
Relay	NO			
LCD size	26*44 mm, H*W			
Operating condition	0~50°C, 0~95% RH (avoid condensation)			
Storage condition	-20~50°C, 0~95% RH (avoid condensation)			
Power supply	AA *4 pcs			
Battery life	>24 hours (Alkaline battery)			
Meter size	205*70*56 mm, L*W*H			
Weight	200g			
Standard package	Meter, manual, AA batteries, hard carry case			